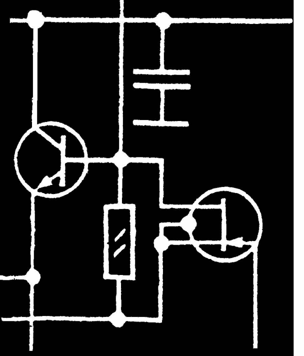


В.Т. ПОЛЯКОВ

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ЧМ ПРИЕМНИКИ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ



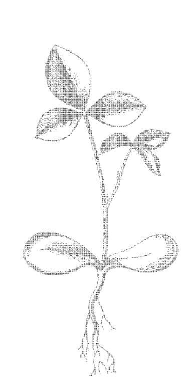
МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

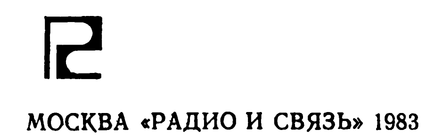
Основана в 1947 году

Выпуск 1063

В. Т. ПОЛЯКОВ

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ЧМ ПРИЕМНИКИ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ





МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1983

ББК 32.849
П54
УДК 621.396.62

Поляков В. Т.

П54 Радиовещательные ЧМ приемники с фазовой автоподстройкой. — М.: Радио и связь, 1983. — 96 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1063).

55 к.

Рассмотрены новые способы приема и детектирования радиовещательных сигналов с частотной модуляцией в УКВ диапазоне, основанные на применении систем фазовой автоподстройки частоты. Популярно изложена теория частотных детекторов с фазовой автоподстройкой, даны их схемы и характеристики. Приведены практические схемы и конструкции радиовещательных УКВ ЧМ приемников различной сложности, пригодных для повторения радиолюбителями, а также схема и конструкция стереодекодера с автоподстройкой частоты.

Для подготовленных радиолюбителей.

П $\frac{2402020000\text{-}089}{046(01)\text{-}83}$ 161-83 ББК 32.849

6Ф2.124

РЕЦЕНЗЕНТ Л. С. ЧУДНОВСКИЙ

Редакция научно-популярной литературы и массовой радиобиблиотеки

ВЛАДИМИР ТИМОФЕЕВИЧ ПОЛЯКОВ

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ЧМ ПРИЕМНИКИ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ

Редактор С. Г. Рихтер. Редактор издательства Н. В. Ефимова.
Технический редактор Т. Н. Зыкина. Корректор Т. Л. Куськова

ИБ № 588

Сдано в набор 12.11.82. Подписано в печать 18.04.83.
Т-09608 Формат 60×90¹/₁₆ Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная Печать высокая
Усл. печ. л. 6,0 Усл. кр.-отт. 6,25 Уч.-изд. л. 7,61 Тираж 60 000 экз. Изд. № 19912
Зак. № 158 Цена 55 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время радиолюбителей, как правило, не удовлетворяет один только факт приема радиовещательной передачи. Требуется еще и высокое качество приема, позволяющее полностью использовать возможности современной звуковоспроизводящей аппаратуры. Успехи в этой области достигнуты немалые: хороший звуковоспроизводящий комплекс имеет полосу воспроизводимых частот до 20 кГц, коэффициент нелинейных искажений около десятых долей процента и уровень шума, определяющий в конечном итоге динамический диапазон системы около —70 дБ.

Радиовещательный приемник с диапазонами длинных (ДВ), средних (СВ) и коротких волн (КВ) уже не может служить источником высококачественных программ. Действительно, частотный интервал между несущими различных радиостанций в диапазонах ДВ и СВ составляет 9 кГц, а на КВ — 5 кГц. Полоса воспроизводимых приемником звуковых частот не превосходит в этих условиях 3—4 кГц. Далее, прием в диапазонах с амплитудной модуляцией (АМ) в сильной степени подвержен влиянию помех естественного и искусственного происхождения. Даже при оптимальных условиях приема уровень шума, сопровождающего передачу, редко опускается ниже —40 дБ. Все это привело к тому, что для высококачественного радиовещательного приема диапазоны ДВ, СВ и КВ в настоящее время практически не используются. Исключение составляет лишь прием местных станций при ограниченной полосе звуковых частот.

Техника радиовещания на УКВ с частотной модуляцией (ЧМ) начала развиваться с 30-х годов, когда были обнаружены высокая помехоустойчивость и высокое качество сигнала при этом виде модуляции. Частотная модуляция относится к широкополосным видам модуляции, при которых излучаемая передатчиком полоса частот намного превышает полосу частот модулирующего, звукового сигнала. Происходит как бы «обмен» полосы на отношение сигнал-шум, которое может достигать на выходе ЧМ детектора от —70 до —80 дБ. В связи с этим максимальную девиацию частоты радиовещательных передатчиков устанавливают равной 50 кГц (в СССР) или 75 кГц (в США). Полоса частот, занимаемая станцией в эфире, получается более 100 кГц, поэтому вещание с ЧМ ведется только на УКВ. Ширина радиовещательного УКВ диапазона в СССР (65,8—73 МГц) втрое превосходит суммарную ширину участков, отведенных для радиовещания в диапазонах ДВ, СВ и КВ.

Ультракороткие волны слабо огибают земную поверхность, а также препятствия, встречающиеся на пути их распространения. Поэтому радиус действия УКВ ЧМ передатчиков обычно не превосходит 70—100 км. Даже в зоне «радиовидимости» встречаются области глубокой «тени» со слабой напряженностью поля. Тем не менее УКВ радиовещание полностью оправдано в городах и густонаселенных местностях, где построена густая сеть УКВ радиостанций или ретрансляторов. Эпизодически возможен и дальний прием УКВ станций, обусловленный сверхрефракцией радиоволн в тропосфере или другими причинами, например, отражением от спорадических ионосферных образований.

Одновременно с количественным развитием сети УКВ вещания происходил и качественный процесс — непрерывное совершенствование техники УКВ приема. Сверхрегенераторы, применявшиеся раньше ввиду их исключительной простоты, были полностью заменены супергетеродинными приемниками. Классическая структурная схема супергетеродинного приемника, включающая УВЧ, преобразователь частоты, УПЧ с большим коэффициентом усиления, ограничитель, частотный детектор (ЧД) и УНЧ, существует без заметных изменений около полувека. Изменялась лишь элементная база — лампы уступили место транзисторам, затем интегральным микросхемам, с развитием стереовещания добавился стереодекодер. Эта же структурная схема используется и во всех современных УКВ приемниках, выпускаемых промышленностью.

Попытки улучшить качество работы и помехоустойчивость приемника ЧМ привели к усовершенствованию всех перечисленных элементов структурной схемы приемника. Были созданы малошумящие высокочастотные каскады с большим динамическим диапазоном, тракты ПЧ с монолитными пьезокерамическими фильтрами, УНЧ с большой выходной мощностью и пренебрежимо малыми частотными и нелинейными искажениями. В наименьшей степени этот процесс затронул «классический» частотный дискриминатор (ЧД) или детектор отношений.

Предпринимались поиски новых технических решений, улучшающих УКВ прием. Основные изобретения были сделаны в конце 30-х годов, однако из-за слабого развития техники они долго не получали распространения. К этим изобретениям относятся отрицательная обратная связь по частоте (Чеффи, 1937), следящий фильтр (Виницкий, 1940) и приемник с синхронно-фазовым ЧД (Кросби, 1936). Если первые два изобретения лишь улучшают параметры приемника ЧМ, причем основные узлы структурной схемы, включая ЧД, остаются неизменными, то синхронно-фазовый детектор отличается принципиально — в нем используется техника синхронного детектирования ЧМ сигнала.

Синхронный прием был известен еще раньше — пионерами применения этой техники для детектирования АМ сигналов были Х. Бельсиз во Франции и Е. Г. Момот в СССР, намного опередившие в своих работах уровень техники того времени. Однако практическое развитие техника синхронного приема получила лишь с появлением систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), обеспечивающих надежную синхронизацию гетеродина приемника.

Система ФАПЧ включает фазовый детектор, фильтр нижних частот, усилитель и управляемый напряжением гетеродин. В процессе работы фазовый детектор вырабатывает сигнал ошибки слежения. Этот сигнал, пройдя через фильтр и усилитель, подстраивает частоту гетеродина под частоту сигнала до точного их совпадения. Если частота входного сигнала модулирована, то управляющее напряжение изменяется в такт с модуляцией, т. е. является продетектированным сигналом.

В настоящее время системы ФАПЧ нашли применение в самых разных областях техники: в синтезаторах частоты для выделения нужной гармоники из сложного спектра, в различных следящих системах, в цепях синхронизации телевизионных приемников и даже в устройствах стабилизации частоты вращения диска электропроигрывателей. Что касается систем связи, то выделение несущих, тактовых и синхронизирующих частот осуществляется чаще всего системами ФАПЧ. Так например, в наземных станциях спутниковой системы связи «Орбита» для демодуляции ЧМ сигнала используется система ФАПЧ.

К идее использования обратной связи по частоте (ОСЧ), следящих фильтров

(СФ) и синхронно-фазовых детекторов (СФД) для радиовещательного ЧМ приема вернулись в 60-х годах, когда возможности совершенствования «классического» тракта ПЧ и ЧД приемника были практически исчерпаны. Теоретическими работами было показано, что ОСЧ и СФ в случае широкополосных, а СФД в случае сравнительно узкополосных (типа радиовещательных) ЧМ сигналов практически реализуют потенциальную, т. е. предельно возможную помехоустойчивость ЧМ приемника.

Промышленный образец приемника ЧМ с СФД был выпущен фирмой Кортинг (ФРГ) и показан на выставке 1953 г. Он не получил распространения из-за сложности и дороговизны ламповой схемы. С появлением транзисторов и интегральных микросхем изготовить ЧМ детектор с ФАПЧ стало гораздо проще. В новом приемнике той же фирмы «Синтектор 1500» СФД обеспечивает подавление АМ более 60 дБ и существенно улучшает селективность по соседнему каналу.

В радиолюбительских УКВ приемниках СФД, обладая высокой чувствительностью и селективностью, позволяет значительно упростить тракт ПЧ, а, как известно, многоконтурный тракт ПЧ является также источником заметных искажений сигнала. В ряде случаев можно вообще отказаться от супергетеродинной схемы приемника и перейти к очень простой схеме приемника прямого преобразования. Однако с этой техникой радиолюбители мало знакомы, поскольку в радиолюбительской литературе вопросы конструирования приемников ЧМ с фазовой автоподстройкой освещены слабо. Данная книга ставит целью восполнить указанный пробел.

При написании книги предполагалось, что читатель знаком с традиционными схемами приемников ЧМ и принципами их работы. Поэтому полного описания всех узлов приемника, например УКВ блоков, усилителей ПЧ, НЧ и т. д. в книге нет. Основное внимание уделено принципам и схемным решениям, относящимся к демодуляции (детектированию) ЧМ сигнала. Тем же, кто желает ознакомиться с традиционной техникой приема ЧМ сигналов, можно рекомендовать книгу Л. М. Кононовича «Радиовещательный УКВ прием» и другие книги и статьи, приведенные в списке литературы.

Отзывы и замечания по книге направляйте по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь», редакция научно-популярной литературы и массовой радиобиблиотеки.

Автор

Глава первая

ОСНОВЫ ЧМ И УСТРОЙСТВО ПРИЕМНИКА ЧМ СИГНАЛОВ

СПЕКТР ЧМ СИГНАЛА

Прежде чем переходить к описанию конкретных приемников ЧМ, необходимо выяснить, что же представляет собой принимаемый ЧМ сигнал и каковы его параметры.

Амплитуда излучаемого передатчиком ЧМ сигнала всегда остается постоянной. Модулирующий звуковой сигнал вызывает лишь отклонение мгновенной частоты передатчика. Излучаемый сигнал описывается выражением:

$$u=U_c\cos\Phi, \qquad (1)$$

где Φ — текущая фаза высокочастотного сигнала. Угловая частота сигнала[1] ω является скоростью изменения фазы Φ во времени, т. е. $\omega=d\Phi/dt$ или $\Phi=\int\omega dt$. Если передатчик модулирован синусоидальным низкочастотным напряжением $U_m\cos\Omega t$, то частота излучаемого сигнала изменяется по закону: $\omega=\omega_c+\Delta\omega\cos\Omega t$, где $\Delta\omega$ — девиация частоты, пропорциональная U_m. Излучаемый сигнал (1) можно записать в виде:

$$u=U_c\cos\left[\int(\omega_c+\Delta\omega\cos\Omega t)dt\right]=U_c\cos\left[\omega_c t+\frac{\Delta\omega}{\Omega}\sin\Omega t\right]. \qquad (2)$$

Величина $\Delta\omega/\Omega$, равная отношению девиации к модулирующей частоте, называется индексом модуляции β. Как видно из последней формулы, индекс модуляции численно равен максимальному отклонению фазы ЧМ сигнала, выраженному в радианах. Спектр реальных звуковых сигналов содержит разные частоты, поэтому часто индекс модуляции определяют для максимальной девиации $\Delta\omega_m$ и наивысшей модулирующей частоты $\Omega_в$: $\beta=\Delta\omega_m/\Omega_в$. Индекс модуляции при неизменной девиации увеличивается с понижением модулирующей частоты. Это отличает ЧМ от ФМ, при которой индекс модуляции постоянен и не зависит от модулирующей частоты. При модуляции синусоидальным сигналом, спектр которого содержит лишь одну частоту, ЧМ и ФМ неразличимы.

Спектр ЧМ колебания (2) можно найти, преобразовав это выражение с помощью бесселевых функций:

$$u=U_c\cos[\omega_c t+\beta\sin\Omega t]=U_c\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_n(\beta)\cos(\omega_c+n\Omega)t.$$

Спектр получается сложным и содержит большое количество боковых частот

[1] В этой книге используются термины угловой частоты ω или Ω, измеряемой в радианах в секунду, и циклической частоты f или F, измеряемой в периодах в секунду или герцах. Применение того или другого термина определяется удобством изложения, но всегда остаются верными соотношения $\Omega=2\pi F$ и $\omega=2\pi f$.

$\omega_c + n\Omega$, где n — целые положительные и отрицательные числа. Боковых частот тем больше, чем больше индекс модуляции β. Ширина спектра при больших индексах модуляции примерно равна удвоенной девиации частоты $2\Delta\omega$. Это легко понять, приняв во внимание, что при больших β модулирующая частота низка и частота передатчика медленно изменяется от значения $\omega_c - \Delta\omega$ до $\omega_c + \Delta\omega$.

Напротив, при малых индексах модуляции $\beta < 1$ в спектре ЧМ сигнала имеются практически лишь три компоненты: несущая с частотой ω_c и две боковые частоты первого порядка $\omega_c \pm \Omega$. Остальные спектральные компоненты имеют пренебрежимо малую амплитуду, что видно из следующих приближенных соотношений:

$$J_0(\beta) \approx 1 - (\beta^2/4); \; J_1(\beta) \approx \beta/2; \; J_2(\beta) \approx \beta^2/8.$$

Ширина спектра при малых β примерно равна удвоенной частоте модуляции 2Ω, а сам спектр близок к спектру амплитудно-модулированного сигнала с той лишь разницей, что фаза несущей повернута на 90° по отношению к фазе несущей при АМ.

В качестве иллюстрации на рис. 1 показаны спектры ЧМ сигнала при различных индексах модуляции. Во всех трех случаях девиация частоты принята

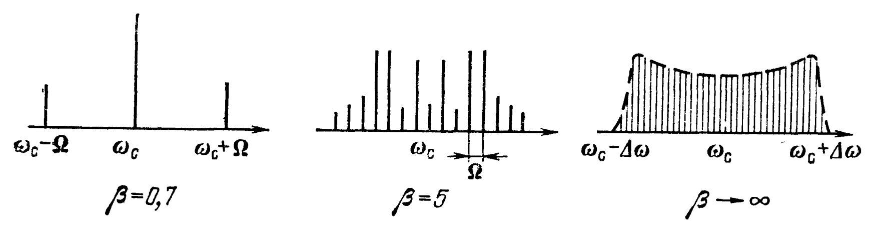


Рис. 1. Спектр ЧМ сигнала

постоянной, например 10 кГц, а частота модуляции изменяется, составляя в этом случае 14 кГц при $\beta = 0{,}7$, 2 кГц при $\beta = 5$, и очень низка при $\beta \to \infty$.

В общем случае ширину спектра ЧМ сигнала полагают равной

$$П = 2(\Delta\omega + \Omega)/2\pi. \tag{3}$$

Можно считать, что в этой полосе сосредоточены все существенные компоненты ЧМ сигнала. Полосу пропускания радиотракта ЧМ приемника необходимо выбирать в соответствии с формулой (3).

При модуляции ЧМ передатчика реальной радиовещательной программой индекс модуляции принимает разные, в том числе и очень большие значения. Однако, поскольку большую часть времени передачи занимают тихие звуки и паузы, девиация частоты в среднем невелика, в результате чего спектр сигнала концентрируется около несущей.

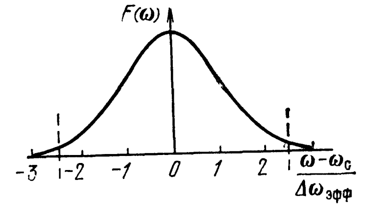


Рис. 2. Спектр при модуляции радиовещательным сигналом

Форма долговременного спектра при модуляции радиовещательной программой достаточно точно описывается гауссовой кривой

$$F(\omega) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\omega - \omega_c}{\Delta\omega_{эфф}}\right)^2}, \tag{4}$$

где $\Delta\omega_{эфф}$ — эффективная девиация частоты, равная примерно 40% максимальной, т. е. 17—20 кГц. Спектр реального ЧМ сигнала показан на рис. 2. Вертикальными штриховыми линиями показаны границы, в пределах которых лежит девиация частоты (±50 кГц).

ПРИЕМНИК ЧМ С ОБЫЧНЫМ ЧАСТОТНЫМ ДЕТЕКТОРОМ. ВЫИГРЫШ ПРИ ЧМ

Структурная схема ЧМ приемника с обычным ЧД показана на рис. 3. Блок УКВ содержит *УВЧ*, настроенный на частоты радиовещательного УКВ диапазона 65,8—73,0 МГц, смеситель *СМ* и гетеродин *ГЕТ*. Сигнал промежуточной частоты — ПЧ (10,7 или 6,8 МГц в старых моделях приемников) выделяется фильт-

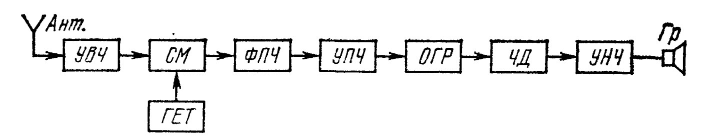


Рис. 3. Структурная схема приемника ЧМ

ром ПЧ (*ФПЧ*) и усиливается в *УПЧ*. В старых моделях приемников фильтрация ПЧ осуществлялась контурами и двухконтурными фильтрами, равномерно распределенными между каскадами *УПЧ*. При таком решении трудно обеспечить стабильность формы резонансной кривой при изменении уровня сигнала, поскольку проводимости транзисторов, шунтирующие контура, изменяются при вхождении каскада в режим ограничения. В настоящее время фильтр сосредоточенной селекции предпочитают устанавливать на входе *УПЧ*. Далее сигнал ПЧ проходит через ограничитель *ОГР* и детектируется частотным детектором *ЧД*. Продетектированный НЧ сигнал поступает в *УНЧ* или стереодекодер.

Полоса пропускания приемника определяется трактом ПЧ. Ее ширину выбирают в соответствии с формулой (3), при этом спектр сигнала, показанный на рис. 2, пропускается почти без искажений. Следует заметить, что ординаты графика на рис. 2 показывают и относительное время нахождения мгновенной частоты сигнала в точках с частотными расстройками, отложенными по горизонтальной оси. Амплитуда же сигнала остается неизменной, поэтому амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) тракта ПЧ чаще всего выбирают близкой к горизонтальной в области частот, ограниченной штриховыми линиями на рис. 2.

Рассмотрим теперь, чем объясняется высокая помехоустойчивость приемника ЧМ. Пусть на входе ЧД имеется несущая ЧМ сигнала и шум с постоянной спектральной плотностью в полосе тракта ПЧ, как показано на рис. 4. Пусть, далее, в приемнике установлен идеальный ЧД, реагирующий только на частотные, но не на амплитудные изменения сигнала и имеющий линейную характеристику (зависимость выходного напряжения от частоты входного сигнала). Для того, чтобы оценить характер шума на выходе ЧД, удобно представить входной шум в виде набора многих спектральных компонент, отстоящих от несущей сигнала на частотные интервалы $\delta\omega$, лежащие в пределах полосы пропускания тракта ПЧ, т. е. от $-\Delta\omega$ до $+\Delta\omega$. Если общий уровень шума невелик по сравнению с уровнем несущей, то амплитуда каждой спектральной компоненты намного меньше амплитуды несущей *A*. Поэтому взаимодействием шумовых ком-

понент между собой можно пренебречь и рассматривать только их взаимодействие с несущей.

Векторное представление сигналов показано на (рис. 5). Здесь показаны вектор несущей **A** и вектор одной какой-либо компоненты шума **B**, вращающийся вокруг конца вектора **A** с частотой $\delta\omega$. Длина вектора **A** соответствует амплитуде несущей, а вектора **B** — амплитуде рассматриваемой компоненты шума. При большом отношении сигнал-шум на входе ЧД длина вектора **A** будет намного больше длины вектора **B**. Суммарный вектор **A**+**B** изменяется в результате по амплитуде (на что ЧД не реагирует) и по фазе на угол $\pm\delta\varphi$. Индекс результирующей угловой модуляции смеси не-

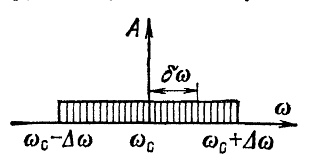


Рис. 4. Спектр шума на входе ЧД

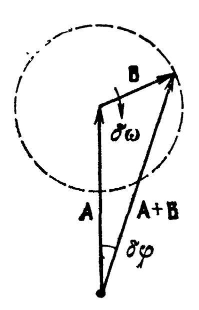


Рис. 5. Векторная диаграмма несущей и одной компоненты шума

сущей и данной компоненты шума, как видно из рисунка, составляет $\delta\varphi$, причем $\delta\varphi = \arcsin \mathbf{B}/\mathbf{A} \approx \mathbf{B}/\mathbf{A}$. Он одинаков для всех спектральных компонент шума, показанных на рис. 4. В то же время частота модуляции по углу равна частоте вращения вектора **B** относительно **A** и составляет $\delta\omega$. Отсюда легко найти девиацию несущей, вызванную данной компонентой шума: $\Delta\omega_N = \delta\varphi \cdot \delta\omega$.

Амплитуда продетектированного шумового напряжения с частотой $\delta\omega$ пропорциональна найденной девиации. Она тем больше, чем выше $\delta\omega$. Это означает, что напряжение шума на выходе ЧД растет с частотой, как показано на рис. 6.

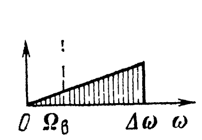


Рис. 6. Спектр шума на выходе ЧД

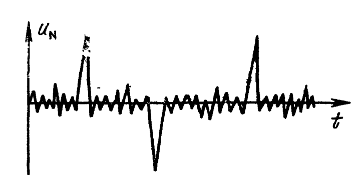


Рис. 7. Пороговые импульсы шума

Наибольший вклад в выходной шум ЧД дают составляющие входного шума, далеко отстоящие от несущей.

Каждая спектральная компонента входного шума (рис. 4) дает свою частотную компоненту шума на выходе ЧД. Все вместе они и образуют спектр, показанный на рис. 6. Составляющие входного шума, расположенные по частоте ниже несущей, дают точно такой же треугольный спектр и лишь удваивают мощность шума на выходе ЧД.

Однако из всего треугольного спектра шума (рис. 6) в УНЧ приемника попадает лишь малая часть, ограниченная диапазоном звуковых частот $0-\Omega_{\text{в}}$. Остальная, наиболее интенсивная часть спектра шумов попадает в ультразвуковой диапазон и, во-первых, не слышна, а во-вторых, отфильтровывается в УНЧ. Та-

ким образом, помехоустойчивость ЧМ приемника повышается с увеличением отношения полуполосы входного шума к полосе УНЧ. Поскольку первая определяется девиацией частоты сигнала, а вторая — наивысшей модулирующей частотой, помехоустойчивость ЧМ повышается с увеличением индекса модуляции сигнала.

Дополнительным средством повышения помехоустойчивости служат предыскажения модулирующего сигнала в передатчике, состоящие в подъеме верхних звуковых частот. При этом используется тот факт, что уровень высокочастотных составляющих реального звукового сигнала обычно невелик. Предыскажения применять нельзя при передаче сигналов с равномерным спектром, иначе неизбежна перемодуляция передатчика верхними частотами и появление характерных искажений шипящих звуков (так называемые С-искажения). Для компенсации предыскажений после детектора в приемнике включается интегрирующая *RC*-цепочка со стандартизованной постоянной времени 50 мкс. Эта цепочка одновременно ослабляет и наиболее интенсивные высокочастотные составляющие шума на выходе ЧД. Выигрыш в выходном отношении сигнал-шум за счет предыскажений достигает 10 дБ.

По мере уменьшения отношения сигнал-шум на входе приемника ЧМ аналогичное отношение на выходе (в спектре звуковых частот) также уменьшается, сначала пропорционально входному, а затем гораздо быстрее. Явление резкого уменьшения отношения сигнал-шум на выходе называют порогом ЧМ. Характер шума на выходе частотного детектора вблизи порога также меняется — сначала появляются редкие случайные выбросы, как показано на рис. 7, а по мере уменьшения сигнала и весь шум приобретает импульсный характер. Интенсивность его возрастает, и полезный сигнал полностью теряется в шуме.

ПОРОГОВЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ПРИЕМНИКАХ ЧМ СИГНАЛОВ

Чтобы лучше понять, как именно наступает явление порога, снова обратимся к векторной диаграмме (рис. 8,*а*). Вектор **А**, как и ранее, изображает несущую сигнала, а вектор **С** — результирующую всех спектральных компонент шума на входе ЧД, т. е. просто полное напряжение шума. Поскольку шумовое напряжение носит случайный характер, то его амплитуда и фаза изменяются слу-

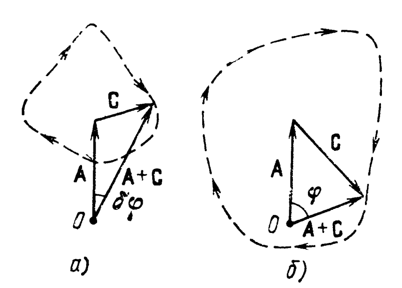


Рис. 8. Векторная диаграмма смеси сигнала и шума

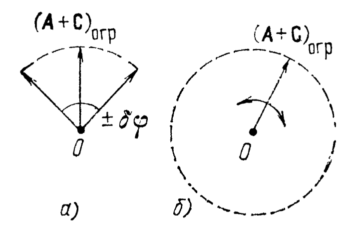


Рис. 9. Векторная **диаграмма ограниченной по амплитуде смеси сигнала и шума**

чайным образом. Амплитуде шума соответствует длина вектора **С**, а фазе — его направление (угол относительно вектора **А**). Если напряжение сигнала больше пикового напряжения шума (надпороговая область), суммарный **вектор** **А+С**, изображающий входное напряжение ЧД, отклоняется от вектора **«чисто-**

го» сигнала A на некоторый угол $\delta\varphi$. Шум на выходе ЧД при этом обусловлен лишь фазовой модуляцией (ФМ) суммарного вектора. Он невелик и носит «гладкий» характер, а спектр этого шума имеет треугольную форму с подъемом в сторону верхних частот, как показано на рис. 6.

Положение резко изменяется, когда длины векторов **A** и **C** (напряжения сигнала и шума) становятся соизмеримыми. Этот случай показан на рис. 8,*б*. Если вектор **C**, изменяясь хаотически по длине и направлению, повернется вокруг вектора **A** по траектории, показанной на рисунке, то суммарный вектор **A**+**C** совершит полный оборот вокруг начала координат (точка *O*). Такой оборот соответствует скачку фазы входного сигнала ЧД на 2π. Частота входного сигнала при этом испытывает большое отклонение, равное скорости изменения фазы $\Delta\omega_N = d\varphi/dt$. Частотный детектор регистрирует это отклонение, и на его выходе появляется короткий импульс большой амплитуды.

Какова же роль ограничителя в этих условиях? Снова обращаясь к рис. 8, представим себе, что сохраняется только направление вектора **A**+**C**, а длина его в любой момент остается постоянной, как показано на рис. 9, где вектор $(\mathbf{A}+\mathbf{C})_{огр}$ изображает ограниченный суммарный сигнал. При работе в надпороговой области он имеет лишь ФМ, вызванную шумом, на угол $\pm\delta\varphi$ (рис. 9,*а*), а при достижении порога совершает полные обороты на 2π в том или другом направлении, соответствующие скачкам фазы и шумовым импульсам на выходе ЧД (рис. 9,*б*).

Экспериментально было замечено, что шум на выходе обычного ЧД в пороговой области при небольших индексах модуляции уменьшается, если ограничитель перед ЧД не устанавливать. Это объясняется тем, что скачки фазы на 2π соответствуют, как правило, минимуму амплитуды суммы полезного сигнала и шума (см. рис. 8, *б*). Поэтому и выходной импульс обычного ЧД, пропорциональный как девиации входного сигнала, так и его амплитуде, несколько уменьшается. Однако работу без ограничителя рекомендовать нельзя, так как увеличивается шум при неточной настройке на частоту станции, возрастают нелинейные искажения и снижается помехоустойчивость детектора.

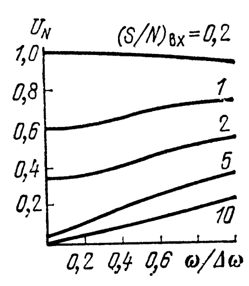


Рис. 10. Спектр шума на выходе ЧД при работе в пороговой области

По мере уменьшения амплитуды сигнала (или увеличения амплитуды шума) шумовых импульсов на выходе ЧД становится все больше, и они полностью «забивают» сигнал. В подпороговой области шум на выходе ЧД носит импульсный характер, а его спектр становится уже не треугольным, как на рис. 6, а равномерным. Уровень его также сильно возрастает.

Представление о спектре шума на выходе ЧД дает рис. 10, где по оси абсцисс отложена относительная частота шумовых составляющих на выходе ЧД ($\Delta\omega$ — это половина полосы пропускания тракта ПЧ), а по оси ординат — относительное напряжение шума. Параметром является отношение сигнал-шум на входе ЧД, взятое по мощности. При больших отношениях сигнал-шум спектр выходного шума треугольный, а напряжение шума невелико. При малых отношениях, напротив, спектр становится равномерным, а напряжение шума намного возрастает. Этим, в частности, объясняется сильный шум на выходе чувствительного приемника ЧМ при перестройке от станции к станции. Шум резко

снижается при настройке на частоту станции, т. е. при появлении на входе ЧД сигнала несущей.

Для иллюстрации изложенного на рис. 11 показаны зависимости отношения сигнал-шум на выходе ЧД в зависимости от такого же отношения на входе

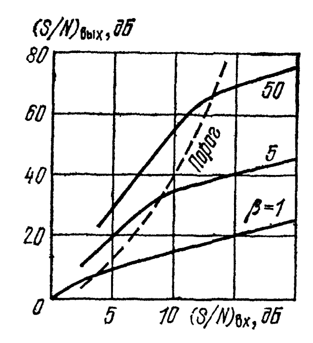


Рис. 11. Пороговые характеристики ЧД

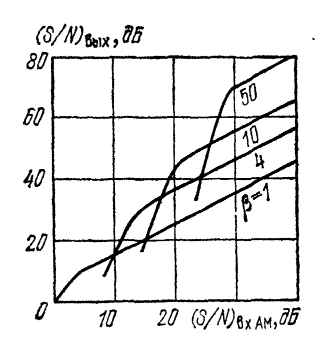


Рис. 12. Пороговые характеристики в полосе АМ

для различных индексов модуляции β. При больших индексах модуляции и при достаточном отношении сигнал-шум на входе, шум в ЧД сильно подавляется сигналом. Выигрыш ЧМ в отношении сигнал-шум пропорционален индексу модуляции лишь при больших сигналах. При снижении входного отношения сигнал-шум ниже 7—10 дБ наблюдается «пороговый эффект», состоящий в том, что выходное отношение сигнал-шум резко падает. Порог наступает в случае, когда пиковое напряжение шума на входе ЧД достигает амплитуды несущей. При дальнейшем уменьшении сигнала наблюдается обратный эффект: шум подавляет полезный сигнал, этим и объясняется явление порога. С увеличением индекса модуляции необходимо и соответствующее расширение полосы пропускания, что увеличивает напряжение шума на входе ЧД. Поэтому и порог наступает при больших уровнях сигнала. Этот недостаток неустраним в «классической» схеме приемника ЧМ с обычным ЧД.

Кривые, показанные на рис. 11, хорошо иллюстрируют явление порога, но не позволяют определить оптимальный индекс модуляции для конкретных заданных условий. Дело в том, что при переходе к большим индексам модуляции должна возрастать и полоса пропускания приемника в соответствии с формулой (3). При этом шум будет собираться с большей полосы частот и мощность его пропорционально возрастет (мощность шума пропорциональна произведению его спектральной плотности, которую можно считать постоянной, на полосу пропускания). Допустим, что на входе ЧД отношение сигнал-шум равно 30 (15 дБ), а индекс модуляции равен 5. Выходное отношение сигнал-шум в этих условиях составляет 40 дБ. Мы хотим повысить его до 70 дБ и для этого увеличиваем индекс до 50. Это заставляет расширить полосу пропускания тракта ПЧ примерно в 10 раз, но во столько же раз увеличивается мощность шума на входе ЧД. Следовательно, надо в 10 раз увеличить и мощность сигнала, что чаще всего невозможно.

Если постоянным мощность сигнала (определяется мощностью передатчика и условиями приема) и спектральная плотность шума приемника (определяется входными каскадами), то удобнее пользоваться кривыми, показанными на

рис. 12. Здесь по оси абсцисс отложено отношение мощности сигнала к мощности шума в полосе $2F_в$, т. е. в удвоенной полосе модулирующих звуковых частот, или полосе АМ сигнала. При изменении индекса модуляции и полосы тракта ПЧ значение, отложенное по оси абсцисс, уже не будет изменяться.

Рассмотрение кривых показывает, что для каждого конкретного отношения сигнал-шум на входе имеется только один оптимальный индекс модуляции, обеспечивающий максимум отношения сигнал-шум на выходе ЧД. Например, в плохих условиях приема $(S/N)_{вх\,АМ}=5—10$ дБ. Здесь наилучшие результаты дает узкополосная ЧМ с индексом не более 1—2. При $(S/N)_{вх\,АМ}=20$ дБ оптимальный индекс равен десяти, он обеспечивает $(S/N)_{вых}$ более 40 дБ. Узкополосная ЧМ в этих условиях хуже, она дает $(S/N)_{вых}$ только 25 дБ. Переход к широкополосной ЧМ ($\beta=50$) также ухудшает $(S/N)_{вых}$ до 20 дБ.

Таким образом, преимущества широкополосной ЧМ реализуются лишь при достаточно больших отношениях сигнал-шум на входе детектора. По-видимому, в связи с этим в радиовещании выбран невысокий индекс модуляции $\beta=\Delta f/F_в=3{,}3$. При работе выше порога справедлива приближенная формула

$$(S/N)_{вых}=3(S/N)_{вх}\beta^2(\beta+1), \qquad (5)$$

где отношения сигнал-шум взяты по мощности.

ТИПЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБЫЧНЫХ ДЕТЕКТОРОВ ЧМ

К детектору ЧМ приемника предъявляются требования линейности характеристики и независимости выходного напряжения от амплитуды сигнала. Последнее требование обычно не выполняется, поэтому и используют ограничитель сигнала перед ЧД. На рис. 13 показана идеальная (штриховая линия) и реальная характеристики обычного ЧД, т. е. зависимость выходного напряжения от частоты входного сигнала. Работа большинства ЧД основана на преобразовании изменений частоты в изменения фазового сдвига. Чаще всего применяется дискриминатор или детектор отношений. Детектору отношений (рис. 14) отдают предпочтение из-за свойства подавлять в некоторой степени АМ входного сигнала. Кроме того, он позволяет получить напряжение АРУ.

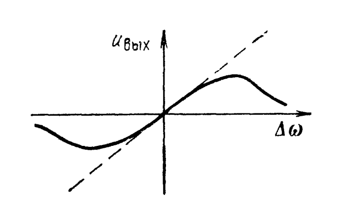


Рис. 13. Дискриминационная характеристика ЧД

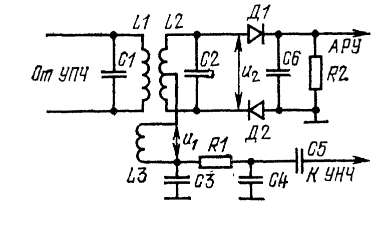


Рис. 14. Схема детектора отношений

Сигнал ПЧ в детекторе отношений подается на двухконтурный полосовой фильтр $L1C1$ и $L2C2$, настроенный на среднюю частоту полосы пропускания тракта ПЧ. Благодаря индуктивной связи контуров напряжения на них сдвинуты по фазе на 90°. Катушка $L3$ сильно связана с первым контуром полосового фильтра, поэтому напряжение на ней u_1 находится в фазе с напряжением на первом контуре. Векторная диаграмма напряжений на катушках (или, как

их иногда называют, фазосдвигающем трансформаторе детектора) показана на рис. 15. При отклонении частоты входного сигнала f от резонансной частоты контуров f_0 сдвиг фаз между напряжениями u_1 и u_2 изменяется в соответствии с фазовой характеристикой вторичного контура *L2C2*, показанной на рис. 16 сплошной линией. Для сравнения штриховой линией показана АЧХ контура. К диодам детектора *Д1* и *Д2* подводятся высокочастотные напряжения $u_{д1}=$

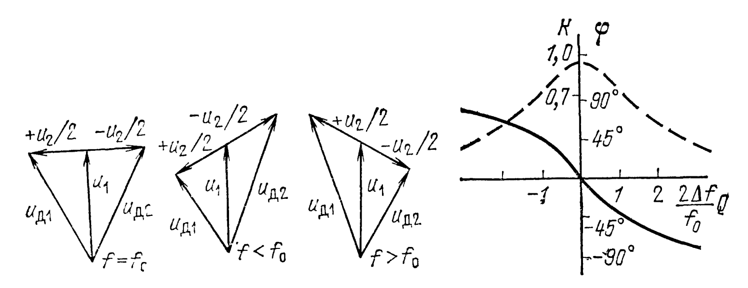


Рис. 15. Векторная диаграмма сигналов в детекторе отношений

Рис. 16. АЧХ и ФЧХ фазосдвигающего контура

$=u_1+u_2/2$ и $u_{д2}=u_1-u_2/2$, изменяющиеся при отклонениях частоты так, как показано на рис. 15. Поскольку диоды по отношению к выходу детектора включены встречно, продетектированное напряжение оказывается пропорциональным разности высокочастотных напряжений, приложенных к диодам. В результате при равенстве частоты сигнала резонансной частоте контура *L2C2* напряжение на выходе детектора равно нулю, а при отклонениях частоты появляется выходное напряжение той или другой полярности.

Цепочка автоматического смещения *R2C6* создает на диодах постоянное запирающее напряжение, пропорциональное амплитуде сигнала. При быстрых ее изменениях изменяется и шунтирующее действие диодов на контур *L2C2*, поскольку напряжение смещения из-за большой постоянной времени *R2C6* не успевает следить за изменениями амплитуды сигнала. Таким образом достигается подавление АМ на 20—25 дБ. Медленные изменения амплитуды детектором не отслеживаются, поэтому сильные станции принимаются на приемник с детектором отношений громче, если, конечно, перед детектором не установлен дополнительный ограничитель.

Работу детектора отношений можно пояснить и по-другому. Диоды детектора совместно с симметричной контурной катушкой *L2* образуют балансный смеситель, или фазовый детектор (ФД), на один вход которого подано напряжение u_2, а на другой — u_1. Как известно, балансный смеситель выполняет операцию перемножения входных сигналов, и его выходное напряжение можно представить в виде:

$$u_{вых}=ku_1u_2=kU_c\cos\omega t\ U_c\sin(\omega t+\varphi), \quad (6)$$

где k — коэффициент пропорциональности, 1/В. Выбор функций cos и sin отображает 90°-ный фазовый сдвиг напряжений u_1 и u_2. Дополнительный фазовый сдвиг φ определяется ФЧХ контура *L2C2*, показанной на рис. 16. Проведя тригонометрические преобразования и отбросив высокочастотные члены, получаем выходное напряжение детектора:

$$u_{вых}=\frac{k}{2}U^2_c\sin\varphi. \quad (7)$$

Таким образом, оно оказывается пропорциональным sin φ, зависящим, в свою очередь, от отклонений частоты сигнала. Если учесть, что при больших девиациях частоты выходное напряжение уменьшается в соответствии с АЧХ контура, то получим характеристику детектора, показанную сплошной линией на рис. 13. Эта характеристика линейна лишь при малых девиациях частоты.

Из приведенного описания видно, что контур *L1C1* непосредственного участия в работе детектора не принимает и служит лишь источником входного сигнала. Это действительно так, и существуют схемы детекторов лишь с одним контуром, питаемые от низкоомного источника сигнала, например, апериодического усилителя или эмиттерного повторителя. Схема такого детектора отношений показана на рис. 17. Входной сигнал подается здесь на среднюю точки контура *L1C1*. Возбуждение этого контура создается благодаря конденсатору связи *C2*, имеющему небольшую (по сравнению с *C1*) емкость и обеспечивающему 90°-ный фазовый сдвиг. Работа детектора происходит в соответствии о рис. 15, причем напряжению u_1 соответствует входной сигнал, а напряжению u_2 — напряжение на контуре *L1C1*.

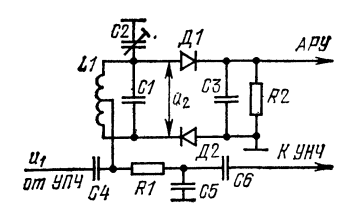


Рис. 17. Детектор отношений с одним контуром

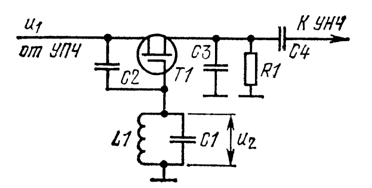


Рис. 18. ЧД на полевом транзисторе

Перемножителем сигналов в ЧД необязательно должен быть диодный ФД. Хорошие результаты получаются и при использовании других элементов, например, полевого транзистора. В схеме детектора, показанной на рис. 18, входной сигнал подводится к каналу транзистора, а фазосдвигающий контур соединен с затвором. Контур *L1C1* возбуждается через емкость связи *C2*, которой может служить и междуэлектродная емкость транзистора. Положительные полупериоды напряжения на контуре уменьшают сопротивление канала и таким образом происходит синхронное выпрямление входного сигнала, причем опорное напряжение на контуре *L1C1* сдвинуто здесь на 90° относительно входного сигнала.

В настоящее время широко применяют также демодуляторы ЧМ с детекторами совпадений, выполненные на интегральных микросхемах (ИМС), например типов К174УР1, К174УР3 и К237ЖА6. Детектор совпадений представляет собой аналоговый перемножитель (фазовый детектор), выполненный на транзисторах, входящих в состав ИМС и осуществляющий математическую операцию перемножения входного и опорного сигналов. Опорный сигнал получается из входного с помощью «навесного» фазосдвигающего контура, обеспечивающего фазовый сдвиг 90° на средней частоте полосы пропускания тракта ПЧ. Чтобы изменения амплитуды сигнала не влияли на работу детектора, используется жесткое ограничение сигнала в последних каскадах УПЧ, также входящего в состав ИМС. Благодаря этому достигается заметное улучшение параметров демодулятора.

Особый класс демодуляторов образуют ЧД счетного типа, также требующие жесткого ограничения амплитуды сигнала. В этих ЧД из входного ограниченного сигнала ПЧ формируются импульсы с постоянной длительностью и амплитудой. Среднее напряжение последовательности импульсов (выделяемое интегрирующей *RC*-цепочкой) пропорционально частоте их повторения, а следовательно, и частоте сигнала. Счетные детекторы могут иметь очень высокую (теоретически идеальную) линейность дискриминационной характеристики, но крутизна ее получается низкой. Например, при ПЧ равной 10,7 МГц и девиации частоты 50 кГц выходное напряжение НЧ не может быть больше 0,5% от амплитуды импульсов, поступающих на детектор. По этой причине счетные детекторы применяют лишь при достаточно низких ПЧ. Здесь мы их рассматривать не будем.

Приведенные описания ЧД позволяют изобразить обобщенную структурную схему ЧД в виде, показанном на рис. 19. Основными узлами ЧД являются фазосдвигающая цепь с характеристикой $\varphi(\omega)$ (причем $\varphi(\omega_0)=90°$) и перемножитель сигналов. Фильтрацию выходного сигнала перемножителя осуществляет ФНЧ. Чаще всего фильтром служит *RC*-цепочка нагрузки. Математическую работу детектора описывают выражения (6) и (7).

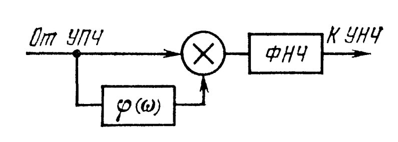


Рис. 19. Обобщенная схема ЧД

Теперь можно сформулировать основные недостатки, присущие ЧД «классического» типа.

1. Зависимость фазового сдвига от частоты для всех практически используемых фазосдвигающих цепей (чаще всего это простой колебательный контур) нелинейна, и для получения малых искажений при детектировании приходится работать на небольшом начальном участке ФЧХ $\varphi(\omega)$, где кроме того $u_{вых}\sim\sin\varphi$. Это, как правило, сильно снижает коэффициент передачи детектора.

2. Выходное напряжение ЧД зависит не только от частоты, но и от амплитуды входного сигнала.

3. Допустимый диапазон входных сигналов невелик и ограничен снизу резким уменьшением коэффициента передачи детектора (пропорциональным $U^2_с$), а сверху — искажениями в перемножителе. Практически допустимый диапазон редко превосходит 20 дБ. Учитывая, что входной сигнал ЧМ приемника может изменяться в значительно больших пределах, использование ограничителей или эффективных систем АРУ становится совершенно необходимым.

Разумеется, при правильном техническом проектировании эти недостатки ЧД сводятся к минимуму, однако они носят принципиальный характер и полностью устранены быть не могут.

ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНИКОВ ЧМ СИГНАЛОВ

Рассмотрим теперь основные параметры ЧМ приемника и их взаимосвязь с параметрами частотного детектора.

Чувствительность приемника определяется минимальным уровнем сигнала на его входе, обеспечивающим заданное отношение сигнал-шум (обычно 26 дБ) в тракте УНЧ. Девиация частоты при измерениях устанавливается равной 15 кГц (30% от максимальной). Обращаясь к графикам рис. 11, легко устано-

вить, что отношение сигнал-шум на входе ЧД должно составлять 7—10 дБ в полосе тракта ПЧ, равной 120—180 кГц. Расчет чувствительности при отсутствии внешних помех, т. е. чувствительности, определяемой только собственными шумами приемника, можно сделать по известной формуле:

$$S=kT_0(F-1)\Pi(S/N)_{\text{вх}}, \quad (8)$$

где S — мощность сигнала на входе приемника; $kT_0=4\cdot10^{-21}$ Вт/Гц — энергия теплового движения электронов; F — коэффициент шума приемника; Π — полоса пропускания тракта ПЧ, Гц; $(S/N)_{\text{вх}}$ — отношение сигнал-шум на входе детектора. Полученное значение чувствительности можно перевести в единицы напряжения: $U_s=\sqrt{SR_{\text{вх}}}$, где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление приемника, обычно 75 или 300 Ом. Подстановка в формулы вышеперечисленных значений параметров приемника при $F=5$ и $R_{\text{вх}}=75$ Ом дает расчетное значение чувствительности 1—1,5 мкВ.

Такая чувствительность реализуется лишь в приемниках высшего класса. Поскольку обычный ЧД работает при уровнях сигнала ПЧ порядка долей или единиц вольт, полное усиление до детектора должно быть порядка 10^6, т. е. около миллиона. В приемниках невысокого класса усиление до детектора меньше, а коэффициент шума входных каскадов больше, поэтому и чувствительность приемника получается ниже. Когда чувствительность ограничена усилением, говорят о «максимальной чувствительности», равной уровню сигнала на входе приемника, необходимому для получения заданной выходной мощности, например, 50 или 150 мВт.

Динамический диапазон или допустимый диапазон входных сигналов тесно связан с чувствительностью приемника. При коэффициенте усиления по напряжению до детектора 10^5—10^6 увеличение входного сигнала в 10—20 раз относительно минимального уже приводит к ограничению не только в ограничителе, но и в последних каскадах тракта ПЧ. Поэтому тракт ПЧ должен выдерживать значительные перегрузки, не внося при этом частотных (деформация резонансной кривой) или фазовых искажений. У высококачественных приемников динамический диапазон превышает 100 дБ (входной сигнал может изменяться, например, от 2 мкВ до 200 мВ). Здесь уместно подчеркнуть, что эта цифра получается почти исключительно за счет тракта ПЧ, где применяются многокаскадные ограничители и многопетлевая АРУ. Динамический диапазон собственно ЧД редко превосходит 20 дБ (например, 0,2—2 В).

Селективность ЧМ приемника характеризует его способность подавлять сигналы радиостанций, отличающихся от принимаемой по частоте. У супергетеродинных приемников различают селективность по соседнему, зеркальному и другим побочным каналам приема. Существенное значение имеет также то, перекрываются ли спектры полезного и мешающего сигналов. При перекрывающихся спектрах отфильтровать помеху в тракте ПЧ нельзя, так как при этом ослабился бы и полезный сигнал. Здесь помогает лишь свойство ЧД, состоящее в подавлении слабого сигнала сильным. Это свойство объясняется следующим образом. Сумма двух синусоидальных сигналов с близкими частотами, действующая на входе ЧД, представляет собой сложное колебание (см. рис. 5), имеющее частоту сильного сигнала и промодулированное по амплитуде и фазе разностной частотой биений. Результирующая ЧМ сильного сигнала помехой получается тем меньше, чем ближе расположены несущие, т. е. чем ниже часто-

та биений. В то же время ЧМ сильного сигнала полезным сообщением сохраняется полностью.

Способность подавлять слабый сигнал с перекрывающимся спектром характеризуется коэффициентом захвата — параметром ЧМ приемника, показывающим, на сколько децибел надо увеличить полезный сигнал, чтобы подавить помеху на 30 дБ. У лучших ЧМ приемников коэффициент захвата составляет несколько децибел. Он улучшается с повышением «идеальности» ЧД. Напомним, что идеальный ЧД имеет линейную характеристику и не реагирует на амплитудные изменения сигнала. Если спектры сигнала и помехи не перекрываются и полезный сигнал превосходит по амплитуде мешающий, то идеальный ЧД полностью подавляет помеху. Процесс подавления внеполосной помехи полностью аналогичен процессу устранения высокочастотных компонент шума в выходном сигнале ЧД. Действительно, помеха создает на выходе ЧД лишь биения с полезным сигналом, причем частота биений лежит выше звукового диапазона. Таким образом, роль селективности додетекторных каскадов сводится только к тому, чтобы обеспечить превышение полезного сигнала над помехами.

У реального ЧД дело обстоит значительно сложнее, и помехи уже не подавляются полностью. Степень их подавления в детекторе зависит от следующих факторов (и возрастает с их увеличением): линейности характеристики ЧД, глубины подавления АМ, ширины дискриминационной характеристики. Последнее требование становится понятным, если учесть, что частота биений должна лежать на линейном участке характеристики детектора. Неидеальность ЧД заставляет значительно увеличивать селективность додетекторного тракта с тем, чтобы на ЧД воздействовал практически лишь один полезный сигнал.

Селективность при расстройке на 300 кГц у приемников с обычным ЧД выбирается около 35 дБ, селективность по зеркальному каналу 40 дБ и более, по другим побочным каналам приема — 60 дБ и более.

Интерференционные помехи при приеме ЧМ сигналов вызваны многолучевостью распространения радиоволн. Они нередки в условиях большого города при отражениях радиосигнала от железобетонных зданий и других предметов. При этом в приемную антенну попадает как минимум два сигнала, один из которых обычно меньше по амплитуде и запаздывает по времени. Тракт ПЧ эти ЧМ сигналы проходят беспрепятственно, так как занимают одну и ту же полосу частот. Но мгновенные частоты их различаются тем больше, чем больше запаздывание и скорость изменения частоты при модуляции. В результате в ЧД возникают биения, искажающие полезный сигнал. Биения появляются в такт с модуляцией и могут иметь частоты от инфранизких до ультразвуковых. Наиболее эффективный способ борьбы с интерференционными помехами — выбор места расположения приемной антенны, увеличение ее направленности и правильное ориентирование на радиостанцию. Но некоторую роль в подавлении интерференционных помех играет и ЧД. Чем ближе он к «идеальному», тем лучше подавляются помехи. Таким образом, опять важны большая линейность, ширина дискриминационной характеристики и глубокое подавление АМ. Этим условиям лучше всего удовлетворяют счетные детекторы совпадений, использующие жесткое ограничение амплитуды сигнала перед детектированием. Однако полного подавления интерференционных помех даже в «идеальном» ЧД получить нельзя.

Нелинейные искажения в ЧМ приемнике в значительной степени определяются детектором и трактом ПЧ. Действительно, изменения частоты ЧМ сигнала

во времени, соответствующие модулирующему сигналу, должны быть без искажений доведены до детектора. Это возможно в случае, когда время прохождения сигнала через додетекторный тракт постоянно для всех частот принимаемого спектра. Постоянство времени задержки сигнала в тракте ПЧ означает, что его ФЧХ должна быть линейна. Это накладывает жесткие ограничения и на АЧХ тракта, которая однозначно связана с ФЧХ.

Для снижения искажений, возникающих в ЧД, ширину дискриминационной характеристики (см. рис. 13), т. е. частотное расстояние между «горбами» кривой выбирают возможно шире, до 0,5—1 МГц. При этом девиация сигнала ±50 кГц занимает лишь малую часть характеристики, которую можно считать практически линейной. Разумеется, такой метод снижает крутизну характеристики, а следовательно, и коэффициент передачи ЧД, что компенсируется увеличением усиления УНЧ.

Подобный метод не применим к тракту ПЧ, поскольку его полосу пропускания нельзя сделать широкой без ухудшения селективности по соседнему каналу. Задача проектирования тракта ПЧ с малыми искажениями очень сложна. Этот вопрос выходит за рамки данной книги, приведем лишь графическое построение, иллюстрирующее влияние тракта ПЧ на характеристики приемника. На рис. 20 показана характеристика детектора (кривая *1*), АЧХ тракта ПЧ (кривая *2*) и результирующая кривая *3*, являющаяся дискриминационной характеристикой всего приемника. Легко видеть, что любая неравномерность вершины АЧХ тракта ПЧ нарушает линейность результирующей характеристики. Положение в значительной мере исправляет ограничитель, как бы «срезающий» вершину АЧХ тракта ПЧ (штриховая линия) при достаточном для ограничения уровне сигнала. Однако фазочастотные искажения тракта ПЧ ограничителем не устраняются.

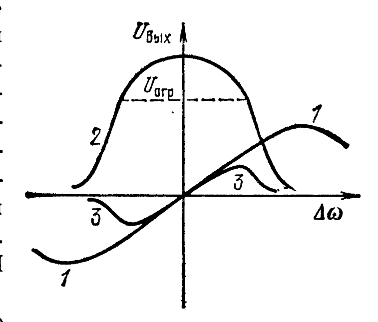


Рис. 20. Дискриминационная характеристика приемника ЧМ

К сказанному необходимо добавить, что характеристики ЧД и тракта ПЧ формируются большим количеством резонансных контуров, подверженных старению и механической нестабильности. Поэтому по истечении некоторого времени эксплуатации ЧМ приемник оказывается, как правило, расстроенным. Прогресс в этом направлении был достигнут лишь после разработки твердотельных пьезокерамических фильтров.

При настройке ЧМ приемника на станцию, если система автоматической подстройки частоты (АПЧ) отключена, сигнал прослушивается чисто только при точной центральной настройке. Расстройка резко увеличивает коэффициент нелинейных искажений, который достигает максимума при совпадении частоты сигнала с одним из «горбов» результирующей дискриминационной характеристики (рис. 20). Сигнал при этом полностью неразборчив. Удовлетворительная демодуляция происходит еще при двух боковых настройках, когда частота сигнала совпадает с внешними скатами дискриминационной кривой. Громкость искаженного сигнала при боковой настройке может быть и больше, чем при центральной, благодаря большей крутизне внешних скатов характеристики. Для устранения этих нежелательных явлений почти в каждом ЧМ приемнике при-

меняют систему АПЧ гетеродина, подстраивающую приемник так, чтобы частота сигнала оказалась в центре дискриминационной кривой.

Подводя итог сказанному, перечислим лишь те недостатки ЧМ приемника с обычным детектором, которые, как будет показано далее, частично или полностью устраняются при применении детекторов с фазовой автоподстройкой частоты: большое усиление до детектора, высокая селективность до детектора и трудности, связанные с ее реализацией, необходимость сильного подавления АМ и сильного сжатия динамического диапазона сигналов до детектора, трудность получения малых нелинейных искажений, наличие ложных боковых настроек и необходимость применения АПЧ.

Глава вторая

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ЧАСТОТЕ И СЛЕДЯЩИЕ ФИЛЬТРЫ

СУПЕРГЕТЕРОДИННЫЙ ПРИЕМНИК С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ЧАСТОТЕ

В этой главе мы кратко рассмотрим некоторые способы улучшения параметров приемника ЧМ, не изменяющие по существу его структурной схемы, показанной на рис. 3. Одним из таких способов является введение ОСЧ. Структурная схема супергетеродина с ОСЧ показана на рис. 21. Приемник содержит

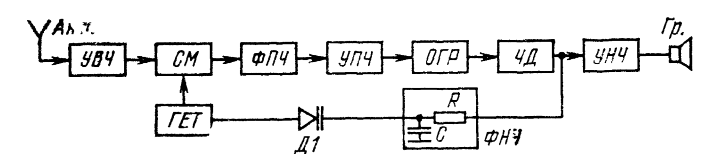


Рис. 21. Структурная схема приемника с ОСЧ

УВЧ, смеситель *СМ* и гетеродин *ГЕТ*, фильтр *ПЧ ФПЧ*, *УПЧ*, ограничитель *ОГР*, обычный частотный детектор *ЧД* и *УНЧ*. Назначение этих узлов такое же, как и на структурной схеме рис. 3. Дополнительными узлами являются *RC*-фильтр нижних частот *ФНЧ* и варикап *Д1*, подстраивающий частоту гетеродина. Эти узлы образуют цепь АПЧ, часто используемую в УКВ приемниках достаточно высокого класса. Но в обычной цепи АПЧ фильтр НЧ выполняют в виде *RC*-цепочки с большой постоянной времени, таким образом, чтобы цепь АПЧ отслеживала лишь медленные уходы частоты гетеродина приемника и компенсировала неточность настройки на частоту станции. При этом фильтр пропускает лишь постоянный ток и очень низкие частоты, лежащие ниже границы звукового диапазона (ниже 30 Гц). Как известно, частота среза фильтра определяется его постоянной времени $\tau = RC$:

$$f_{\text{ср}} = 1/2\pi\tau.$$

В приемнике с ОСЧ, напротив, постоянная времени *RC*-цепочки фильтра τ выбирается небольшой, чтобы пропустить все частоты звукового спектра. В этом случае гетеродин приемника модулируется по частоте продетектированным звуковым сигналом так, что результирующая девиация частоты в тракте ПЧ

уменьшается в несколько раз. Разумеется, свойство автоматической подстройки средней частоты при этом сохраняется.

На рис. 22 показана характеристика ЧД приемника и мгновенное положение частоты сигнала при отклонении ее на $\Delta f_с$ вверх. Без ОСЧ выходное напряжение детектора составило бы u_1. Однако положительное выходное напряжение детектора, воздействуя на варикап *Д1*, смещает частоту гетеродина приемника также вверх, на $\Delta f_г$. Остаточное отклонение частоты сигнала в тракте ПЧ составит $\Delta f' = \Delta f_с - \Delta f_г$. Выходное напряжение детектора при этом уменьшится до u_2. Таким образом, в приемнике с ОСЧ происходит частичная «размодуляция» сигнала, девиация частоты и индекс модуляции в тракте ПЧ уменьшаются.

Количественно это уменьшение можно найти следующим образом. Пусть крутизна характеристики управления гетеродина варикапом *Д1* составляет q Гц/В (это значит, что при изменении напряжения на варикапе на 1 В частота изменяется на q Гц). Крутизну характеристики ЧД обозначим S В/Гц. Тогда $\Delta f_г = qu_2$; $u_2 = S\Delta f'$ и $\Delta f' = \Delta f_с - \Delta f_г$. Объединяя все три равенства, получаем:

$$\Delta f' = \Delta f_с / (1 + qS). \quad (9)$$

Величину $1+qS$, т. е. «коэффициент размодуляции», выбирают обычно в пределах нескольких единиц по соображениям устойчивости и равномерности эквивалентной АЧХ, рассматриваемым ниже. Если при практической реализации приемника с ОСЧ произведение qS получается слишком большим, его всегда можно уменьшить, установив делитель напряжения между ЧД и варикапом.

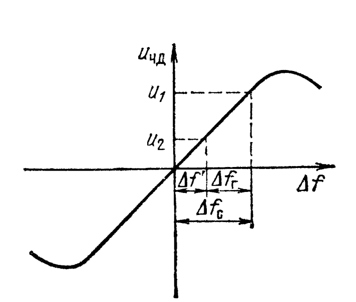


Рис. 22. Уменьшение девиации частоты благодаря ОСЧ

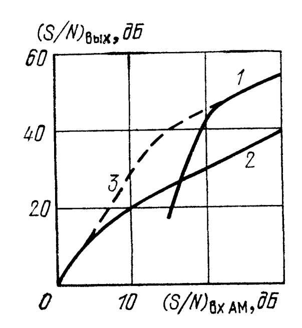


Рис. 23. Пороговая характеристика приемника с ОСЧ

Рассмотрим теперь, какие выгоды дает введение ОСЧ. Если тракт ПЧ приемника остается неизменным, то уменьшение девиации частоты в тракте уменьшает нелинейные искажения как в *УПЧ*, так и в *ЧД*. В этом отношении ОСЧ так же эффективна, как и обычная ООС. В результате повышается качество приема. Такое решение можно рекомендовать при достаточно больших сигналах, когда не стоит проблема чувствительности и помехоустойчивости.

Если же необходимо добиться максимальной чувствительности приемника, то одновременно с введением ОСЧ следует уменьшить полосу пропускания фильтра ПЧ до значения

$$П = 2(\Delta f' + F_в), \quad (10)$$

где $П$ — полная полоса пропускания тракта ПЧ; $\Delta f'$ — девиация сигнала ПЧ,

определяемая по формуле (9); $F_в$ — наивысшая модулирующая (звуковая) частота. Уменьшенной полосе ПЧ будет соответствовать и большая чувствительность приемника в соответствии с формулой (8) и кривыми рис. 11 и 12.

В радиовещании принята максимальная девиация частоты 50 кГц и наивысшая модулирующая частота 15 кГц. В этих условиях полоса пропускания обычного монофонического приемника ЧМ должна быть не менее 130 кГц. При использовании ОСЧ ее удается сократить до 60 кГц, что обеспечивает понижение порога на 3—4 дБ. Еще больший выигрыш можно получить, ограничив в приемнике диапазон звуковых частот сверху, например, до 5 кГц. Тогда полосу пропускания по ПЧ можно сузить до 30 кГц, установив $1+qS=5$ и соответственно $\Delta f'=10$ кГц. Пороговые кривые для этого случая показаны на рис. 23. Кривая *1* соответствует обычному приему при индексе модуляции $\beta=\Delta f/F_в=10$. Она полностью совпадает с аналогичной кривой на рис. 12. Кривая *2* также соответствует обычному приему, но при индексе модуляции, равном 2. Приемник с ОСЧ по помехоустойчивости эквивалентен обычному в надпороговой области, при большом отношении сигнал-шум. При уменьшении этого отношения порог в приемнике с ОСЧ наступает позже, чем в обычном. В подпороговой области приемник с ОСЧ эквивалентен обычному, но узкополосному, работающему при индексе модуляции, равном 2. Пороговая кривая приемника с ОСЧ соответствует кривой *3* на рис. 23.

До какой же степени можно размодулировать сигнал с помощью ОСЧ, или, другими словами, где лежит предел выигрыша за счет ОСЧ? Наибольшее снижение порога получается при размодуляции сигнала до индекса $\beta=1$, но выходное отношение сигнал-шум в пороговой области при этом невелико и не превосходит 10—15 дБ. Оно достаточно только для разборчивого приема речи, но не для музыкальных передач. При индексах модуляции менее единицы спектр сигнала ПЧ становится подобным показанному на рис. 1 для $\beta=0{,}7$. В спектре остаются только боковые полосы первого порядка, амплитуда которых быстро уменьшается с уменьшением индекса. Поскольку полосу тракта ПЧ нельзя сделать уже 2 $F_в$, уровень шума не уменьшается с уменьшением индекса и боковые полосы модуляции как бы «тонут» в шумах. Гетеродин приемника будет в этом случае управляться уже не сигналом, а шумом с выхода ЧД, что приведет к потере всех преимуществ ОСЧ. Оптимальными, по-видимому, следует считать индекс модуляции сигнала в тракте ПЧ не менее 1—2, а полосу тракта ПЧ — не менее (2—3) $F_в$.

Обсудим теперь вопросы устойчивости и практической реализуемости приемника с ОСЧ. Идеализированная формула (9) получена для безинерционной ОСЧ или (что то же самое) для очень медленных изменений частоты сигнала. На самом деле тракт ПЧ вносит некоторую задержку сигнала и гетеродин *ГЕТ* (см. рис. 21) управляется с некоторым запаздыванием относительно изменений частоты сигнала. Дополнительную задержку вносит и фильтр нижних частот (*ФНЧ*). Исключить его из схемы нельзя, так как он нужен для отфильтровывания интенсивных высокочастотных составляющих шума на выходе *ЧД*. Отсутствие *ФНЧ* приводит почти к полной потере выигрыша за счет ОСЧ.

Время задержки сигнала в тракте ПЧ можно найти, зная его фазовую характеристику (ФЧХ) — зависимость фазового сдвига сигнала от частоты. При линейной ФЧХ (которую в приемниках ЧМ всегда стараются выполнить, чтобы уменьшить искажения сигнала) сдвиг фазы пропорционален отклонению частоты и времени задержки: $\Delta\varphi=\Delta\omega\tau$, откуда легко получается $\tau=\Delta\varphi/\Delta\omega$ или

$\tau = d\varphi/d\omega$. Таким образом, задержка сигнала пропорциональна крутизне фазо-частотной характеристики тракта. Каждый контур ПЧ вносит фазовый сдвиг $\pm\pi/4$ на краях своей полосы пропускания, определенной по уровню 0,7 (см. рис. 16). Полная ФЧХ тракта ПЧ получается суммированием ФЧХ отдельных резонансных контуров, входящих в тракт. Двухконтурный полосовой фильтр вносит на краях полосы пропускания примерно такой же фазовый сдвиг, как и два одиночных контура. На рис. 24 показаны типовые АЧХ и ФЧХ тракта ПЧ.

Чем же вредна задержка сигнала в тракте ПЧ? Допустим, что сигнал модулирован по частоте низким тоном, а задержка невелика (рис. 25,*а*). Тогда

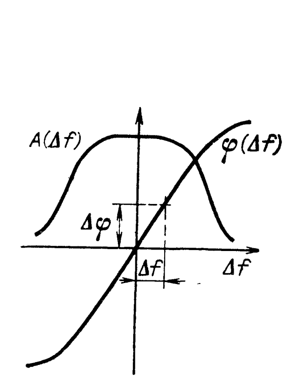


Рис. 24. АЧХ и ФЧХ тракта ПЧ

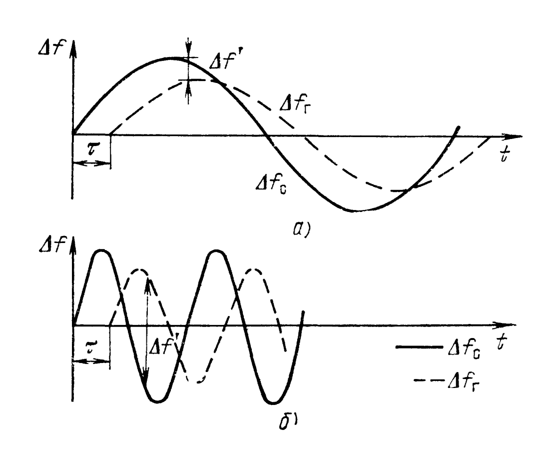


Рис. 25. Сдвиг фазы модулирующего сигнала в петле ОСЧ

изменения частоты гетеродина, задержанные на τ, почти точно отслеживают изменения частоты сигнала. Положение резко изменяется при модуляции высоким тоном и при увеличении времени задержки (рис. 25,*б*). При этом ОСЧ не только не уменьшает, а даже увеличивает остаточное отклонение частоты в тракте ПЧ. Обратная связь из отрицательной превращается в положительную и может привести к самовозбуждению всего приемника при поступлении на его вход сигнала. Поэтому задержка в петле ОСЧ не должна достигать половины периода наивысшей частоты модуляции $F_в$. Из них четверть периода (с некоторым запасом) отведем на ФНЧ, поскольку *RC*-цепочка на частотах выше частоты среза вносит фазовый сдвиг, приближающийся к $\pi/2$, что и составляет четверть периода. Таким образом, на долю тракта ПЧ остается допустимая задержка лишь на четверть периода, или

$$\tau < 1/4\,F_в. \qquad (11)$$

Найдем теперь соотношение, связывающее допустимое число контуров в тракте ПЧ n, полосу пропускания тракта $П$ и наивысшую модулирующую частоту $F_в$. Полагая приближенно фазовый сдвиг на краях полосы пропускания равным $\Delta\varphi = n\pi/4$ и полуполосу тракта ПЧ $\Delta\omega = \pi П$, получаем: $\tau = \Delta\varphi/\Delta\omega = n/4П$. Соотношение (11) теперь запишется так:

$$n/П < 1/F_в \text{ или } n < П/F_в. \qquad (12)$$

При сильной ОСЧ, когда полоса тракта ПЧ сужается примерно до $2F_в$, во всем тракте можно установить не более двух одиночных контуров или один двухконтурный фильтр. Это ограничение не позволяет использовать узкополосные высокоселективные тракты ПЧ совместно с ОСЧ.

Для экспериментальной проверки приемника с ОСЧ и снятия его характеристик на вход подают ЧМ сигнал от генератора стандартных сигналов и изменяют частоту модуляции во всем диапазоне звуковых и ультразвуковых частот. Зависимость выходного напряжения детектора от частоты модуляции дает эквивалентная АЧХ приемника $K_п$. В качестве примера на рис. 26 приведена типичная АЧХ приемника с ОСЧ. Ее подъем в области верхних частот объясняется увеличением фазового сдвига управляющего напряжения из-за задержки в тракте *ПЧ* и *ФНЧ* (рис. 21). Эквивалентную АЧХ приемника можно получить и расчетным путем. Как это сделать, будет показано в следующей главе на примере синхронно-фазового детектора. Заметим только, что подъем эквивалентной АЧХ на высоких модулирующих частотах — явление характерное для всех систем с обратным управлением или ОС.

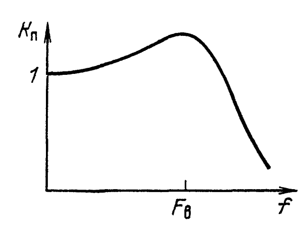


Рис. 26. Эквивалентная АЧХ приемника с ОСЧ

СЛЕДЯЩИЙ ФИЛЬТР В ТРАКТЕ ПЧ

Задача увеличения чувствительности и помехоустойчивости приемника ЧМ может решаться и по-другому: с помощью узкополосного фильтра в тракте ПЧ. В этом случае резонансная частота фильтра должна управляться выходным напряжением частотного детектора (ЧД), как показано на структурной схеме рис. 27. Приемник УКВ со следящим фильтром содержит *УВЧ*, преобразователь частоты, *ФПЧ* и *УПЧ* такие же, как и в обычном приемнике. На выходе (или между каскадами) *УПЧ* включается узкополосный перестраиваемый (следящий) контур или (реже) двухконтурный фильтр *УФ* с варикапами в качестве контурных конденсаторов. За фильтром следуют ограничитель *ОГР* и

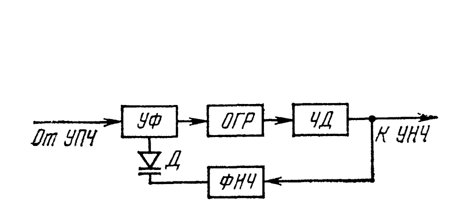


Рис. 27. Следящий фильтр

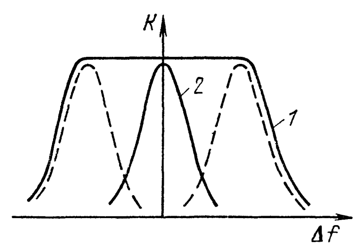


Рис. 28. АЧХ следящего фильтра

обычный *ЧД*. Низкочастотный сигнал на варикап *Д* следящего фильтра подается через *RC*-фильтр нижних частот *ФНЧ* с выхода *ЧД*. Частота среза этого фильтра выбирается одного порядка с наивысшей частотой звукового спектра $F_в$.

Амплитудно-частотная характеристика тракта ПЧ (кривая *1*) и следящего фильтра (кривая *2*) показаны на рис. 28. При модуляции сигнала кривая *2*

сдвигается влево и вправо по оси частот в пределах полосы пропускания *УПЧ*, отслеживая изменения мгновенной частоты ЧМ сигнала, как показано штриховыми линиями. Для точного слежения за частотой сигнала произведение крутизны дискриминационной характеристики *ЧД* S и крутизны характеристики управления следящего фильтра q должно равняться единице: $qS=1$. Другими словами, девиация резонансной частоты фильтра при работе всей системы должна равняться девиации частоты сигнала.

Действие следящего фильтра во многом подобно действию приемника с ОСЧ, но если в последнем перестраивается как бы весь тракт ПЧ (за счет перестройки гетеродина приемника), то в первом перестраивается только один фильтр. Полосу пропускания следящего фильтра нельзя сделать уже удвоенной полосы звуковых частот (уже $2F_в$), иначе задержка сигнала фильтром окажется слишком большой и фильтр не будет успевать перестраиваться вслед за частотой сигнала. Верхние частоты звукового спектра окажутся при этом ослабленными. Эквивалентные АЧХ следящего фильтра и приемника с ОСЧ во многом схожи. Однако устойчивость в следящем фильтре обеспечивается легче, особенно при перестройке только одного контура, поскольку между этим контуром и ЧД нет цепей с большой задержкой сигнала. Кроме того, в приемнике со следящим фильтром легко получить любую необходимую селективность с помощью обычного ФПЧ, например, фильтра сосредоточенной селекции (неперестраиваемого), включенного на входе УПЧ.

Выигрыш по пороговому отношению сигнал-шум в приемнике со следящим фильтром так же, как и в приемнике с ОСЧ, может достигать 3—6 дБ при полосе следящего фильтра около $2F_в$ и частоте среза *RC*-цепочки ФНЧ порядка $F_в$.

В заключение следует заметить, что получение малых нелинейных искажений в следящем фильтре намного труднее, чем в приемнике с ОСЧ. Это связано с искажениями ЧМ сигнала узкополосным контуром, а также с тем, что ЧД должен работать при полной девиации ЧМ сигнала.

ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Задача уменьшения нелинейных искажений при частотном детектировании и одновременно некоторого увеличения помехоустойчивости успешно решается путем применения ОС по частоте в самом частотном детекторе. Нелинейные искажения вызываются, главным образом, нелинейностью ФЧХ фазосдвигающего контура (см. рис. 16) и неполным подавлением АМ в детекторе. Сигнал ЧМ, проходя через тракт ПЧ, почти неизбежно приобретает сопутствующую амплитудную модуляцию (СПАМ). Как показывает эксперимент, она хорошо подавляется лишь в центре *S*-образной дискриминационной характеристики ЧД (см. рис. 13), где выходное напряжение ЧД близко к нулю.

Структурная схема ЧД с ОС показана на рис. 29. Ее полезно сравнить со структурной схемой обычного ЧД, показанной на рис. 19. Фазосдвигающий контур в ЧД с ОС сделан перестраиваемым с помощью варикапа *Д1* (рис. 29), сигнал управления на который подается с выхода ЧД через усилитель постоянного тока (УПТ). Фильтром в петле ОС служит нагрузочная *RC*-цепочка детектора.

Работа детектора происходит следующим образом. При отклонении частоты сигнала, например, вверх на выходе детектора появляется положительное

напряжение, которое перестраивает фазосдвигающий контур также вверх по частоте и уменьшает расстройку частоты сигнала относительно резонансной частоты контура. В результате, даже при большой девиации частоты мгновенная частота сигнала остается в пределах центральной, наиболее линейной части ФЧХ фазосдвигающего контура. Разумеется, выходное напряжение детектора уменьшается из-за действия ОС, но это уменьшение компенсируется усилителем постоянного тока.

Детектор с ОС обладает рядом интересных особенностей. По сравнению с обычным ЧД увеличивается ширина дискриминационной характеристики и возрастает подавление АМ. Полоса пропускания фазосдвигающего контура не обязательно должна быть широкой — ее можно сделать и у́же удвоенной девиации частоты входного сигнала. При этом так же, как в приемнике со следящим фильтром, по-

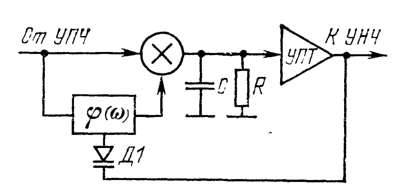


Рис. 29. ЧД с обратной связью

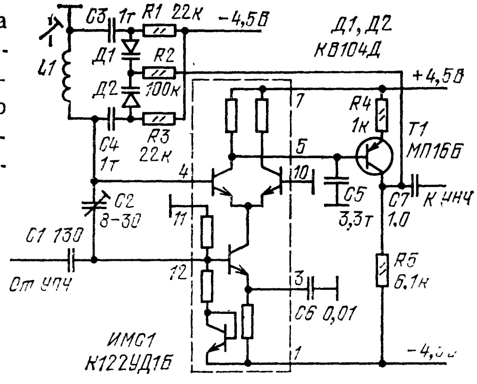


Рис. 30. Принципиальная схема ЧД с обратной связью

вышается помехоустойчивость и снижается пороговое отношение сигнал-шум. Более того, полосу пропускания фазосдвигающего контура можно сделать даже у́же удвоенной полосы звуковых частот. При достаточном усилении УПТ линейность ФЧХ контура почти не имеет значения, а линейность всего детектора определяется лишь линейностью цепи управления резонансной частотой. В этих условиях резонансная частота фазосдвигающего контура почти точно совпадает с мгновенной частотой сигнала, а на входе УПТ имеется лишь малое напряжение ошибки слежения. Изменения амплитуды входного сигнала при этом почти полностью подавляются. В пределе, при очень высокой добротности фазосдвигающего контура и очень узкой его полосе свойства ЧД с ОС приближаются к свойствам системы ФАПЧ, рассматриваемой в следующей главе.

Есть и еще одна особенность. При перемене полярности управляющего напряжения на варикапе ОС по частоте в детекторе из отрицательной превращается в положительную. Дискриминационная характеристика становится круче, а ширина ее уменьшается. Таким способом можно сконструировать ЧД на частоту, например 10,7 МГц с шириной дискриминационной характеристики 20 кГц. Он может найти применение в приемниках для связи с узкополосной ЧМ. При дальнейшем увеличении глубины ПОС по частоте в детекторе наблюдается «триггерный» эффект — при повышении частоты входного сигнала выходное напряжение детектора скачком достигает максимума одной полярности, а при понижении частоты — также максимума, но другой полярности. Гистерезис такой «релейной» дискриминационной характеристики увеличивается с

увеличением глубины ПОС (с увеличением усиления УПТ). Для радиовещательных приемников такой детектор, разумеется, непригоден, но может найти применение в устройствах автоматики.

На рис. 30 приведена экспериментально проверенная схема ЧД с ООС, выполненного на интегральной микросхеме К122УД1Б (К1УТ221Б), служащей одновременно фазовым детектором (перемножителем) и УПТ. Входной сигнал ПЧ подается на базу токозадающего транзистора интегральной микросхемы. Фазосдвигающий контур образован катушкой *L1* и варикапами *Д1Д2* (можно использовать подходящую варикапную матрицу). Сигнал ПЧ на контур поступает через конденсатор связи *С2* небольшой емкости, что и обеспечивает необходимый фазовый сдвиг, поскольку ток через емкость сдвинут на 90° относительно входного напряжения. Опорное напряжение с фазосдвигающего контура поступает на дифференциальный вход интегральной микросхемы. При повышении частоты входного сигнала полное сопротивление контура *L1Д1Д2* приобретает на этой частоте емкостный характер и фазовый сдвиг между сигналами на входах *12* и *4* интегральной микросхемы становится меньше 90°. В результате возрастает ток через левый (по схеме) транзистор дифференциальной пары и напряжение на его коллекторе уменьшается. При понижении частоты полное сопротивление контура становится индуктивным, фазовый сдвиг возрастает и становится больше 90°, а ток через левый транзистор уменьшается, так как этот транзистор отпирается не в такт с токозадающим. В результате дискриминационная характеристика детектора приобретает вид *S*-образной кривой, типичной для всех частотных детекторов. Выходной сигнал интегральной микросхемы дополнительно усиливается каскадом, выполненным на транзисторе *Т1*. Он имеет невысокий (около шести) коэффициент усиления. Фильтром в цепи управления служит выходное сопротивление интегральной микросхемы и конденсатор *С5*.

Характеристики детектора снимались при уровне входного сигнала около 0,1 В и частоте настройки 3,5 МГц. Введение ООС расширило дискриминационную характеристику с 300 кГц (расстояние по частоте между «горбами») до 1 МГц, причем с ОС ее ширина ограничивалась вхождением УПТ в режим насыщения. Подавление АМ возросло в среднем по полосе пропускания на 30 дБ.

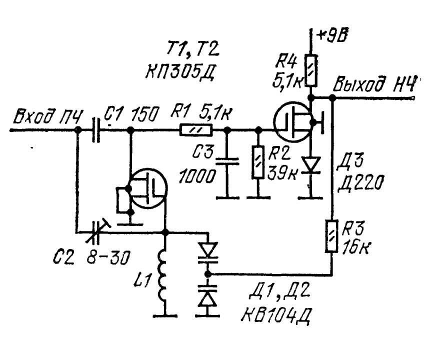


Рис. 31. ЧД с обратной связью на частоту 10,7 МГц

Другая практическая схема частотного детектора с ООС, рассчитанного на ПЧ 10,7 МГц, приведена на рис. 31. Собственно ЧД выполнен на полевом транзисторе *Т1* по параллельной схеме. Напряжение ПЧ подводится к стоку транзистора, работающего в режиме управляемого активного сопротивления. Напряжения питания для работы ЧД не требуется. Опорное напряжение выделяется на фазосдвигающем контуре, образованном индуктивностью катушки *L*1 и емкостью выриканов *Д1*, *Д2*. Оно сдвинуто по фазе относительно входного напряжения ПЧ на 90° благодаря емкостной связи контура со входом через конденсатор *С2*. Приложенное к затвору транзистора *Т1* опорное напряжение

изменяет проводимость его канала. При сдвиге фаз 90° постоянное продетектированное напряжение равно нулю. При отклонении частоты сигнала от частоты настройки контура фазовый сдвиг также изменяется в ту или другую сторону и продетектированное напряжение приобретает положительную или отрицательную полярность.

В детекторе желательно применить полевой транзистор с напряжением отсечки, близким к нулю. Этому условию удовлетворяют полевые транзисторы с изолированным затвором типа КП305Ж и КП305Д. В противном случае на затвор надо подать постоянное смещение и подобрать его так, чтобы сопротивление канала транзистора в отсутствие входного сигнала составляло не менее нескольких килоомов. Практически смещение подбирается при работе детектора по максимуму его коэффициента передачи.

Продетектированный сигнал усиливается однокаскадным УПТ, выполненным на транзисторе *Т2*. Кремниевый диод *Д3*, установленный в цепи истока, служит для получения начального смещения рабочей точки транзистора около 0,5 В. Усиленный сигнал НЧ управляет емкостью варикапов фазосдвигающего контура, уменьшая расстройку последнего относительно мгновенной частоты сигнала. Одновременно управляющий сигнал является и выходным сигналом всего детектора.

Настройка детектора начинается с настройки контура *L1Д1Д2* на частоту ПЧ 10,7 МГц. Это можно сделать, регулируя положение сердечника катушки *L1* или изменяя в некоторых пределах напряжение питания транзистора *Т2* или, наконец, изменяя сопротивление резистора *R4*. В двух последних случаях изменяется напряжение смещения на варикапах, а следовательно, и их емкость. В экспериментах автором использовался второй способ. Катушка намотана проводом ПЭЛШО 0,35 на каркасе без сердечника диаметром 8 мм и содержала 23 витка. Затем, разорвав цепь между конденсатором *С3* и резистором *R2*, присоединяют вольтметр (желательно с «нулем» в середине шкалы) параллельно конденсатору *С3*. Регулируя емкость подстроечного конденсатора *С2* добиваются максимальной ширины и линейности характеристики собственно ЧД, без ОС. Выходное напряжение ЧД в этом эксперименте не превосходит нескольких десятых долей вольта на «горбах» дискриминационной характеристики. Затем восстанавливают соединение цепи и снимают характеристики детектора с ОС.

Характеристика одного ЧД без ОС, снятая по описанной методике, приведена на рис. 32,*а*, кривая *1*. Уровень входного сигнала ПЧ составлял 0,3 В. Одновременно снималась зависимость подавления АМ от расстройки частоты сигнала по следующей простой методике: в ГСС включалась внутренняя АМ с глубиной 30% и отмечался уровень сигнала с частотой модуляции (1000 Гц) на выходе детектора. Кривые ясно показывают недостатки ЧД: дискриминационная кривая заметно нелинейна, максимум подавления АМ узок и не совпадает с «нулем» дискриминационной характеристики. Дальнейших попыток улучшить характеристики собственно ЧД не предпринималось, так как цель была другая — посмотреть, как повлияет на характеристики введение ОС.

После включения УПТ и ОС дискриминационная характеристика существенно улучшилась (кривая *1* на рис. 32,*б*). Крутизна ее изменилась с 1,54 до 1,78 мВ/кГц, расстояние между «горбами» увеличилось с 500 до 1500 кГц, выходное напряжение детектора возросло с ±200 до ±1500 мВ. Одновременно улучшились линейность дискриминационной характеристики и подавление АМ

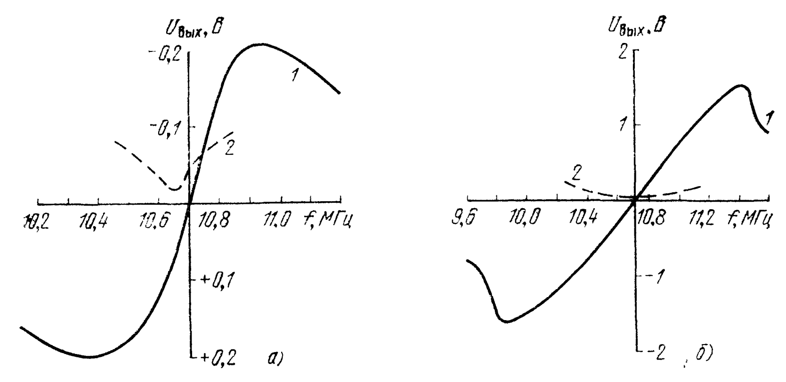


Рис. 32. Дискриминационная характеристика (кривая *1*) и подавление АМ (кривая *2*)·
а — без обратной связи; *б* — с обратной связью

(кривая *2* на рис. 32,*б*). Совершенно очевидно, что описанный детектор можно еще усовершенствовать: подобрать смещение на затворе транзистора *Т1*, применить в УПТ более линейный дифференциальный каскад, собранный на двух полевых или биполярных транзисторах, или операционный усилитель.

Описанный детектор был установлен в радиовещательном УКВ приемнике вместо обычного детектора отношений и обеспечил высокое качество звучания.

Глава третья

СИНХРОННО-ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИНХРОННО-ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА

Системы фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ предназначаются для точной синхронизации местного гетеродина эталонным сигналом. Когда система ФАПЧ используется в радиоприемнике для детектирования ЧМ сигнала, последний и служит эталонным. Частотный детектор, выполненный на основе системы ФАПЧ, называется синхронно-фазовым (СФД). Это название мы и будем далее употреблять, в соответствии со сложившейся терминологией, для детектора с ФАПЧ, установленного в тракте ПЧ супергетеродинного приемника, подчеркивая этим тот факт, что СФД является законченным отдельным блоком структурной схемы приемника. За приемниками прямого преобразования, описанными далее, где детектор не выделяется в отдельный блок структурной схемы, мы сохраним более общее название — приемник прямого преобразования с ФАПЧ.

Структурная схема СФД приведена на рис. 33. Входной сигнал подается на один из входов фазового детектора *ФД*. На другой его вход воздействует напряжение местного подстраиваемого гетеродина *Г*. Для подстройки частоты служит варикап *Д*. На выходе *ФД* включены фильтр нижних частот *ФНЧ1* и усилитель постоянного тока *УПТ*. Выходной сигнал *УПТ* подается на варикап *Д* и одновременно на выход *СФД* через фильтр нижних частот *ФНЧ2*. Суть

действия *СФД* сводится к следующему: при расхождении фаз (вследствие несовпадения частот) входного и гетеродинного сигналов фазовый детектор вырабатывает напряжение ошибки, которое, будучи отфильтрованным и усиленным в петле ФАПЧ, воздействует на частоту управляемого напряжением гетеродина. В результате его частота устанавливается равной частоте входного сигнала (в системе происходит так называемый «захват»). Остается лишь некоторая фазовая ошибка, зависящая от начальной расстройки частот и свойств

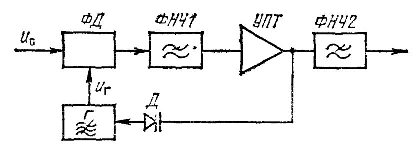


Рис. 33. Структурная схема СФД

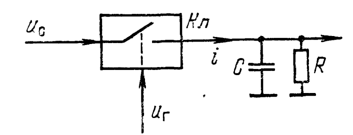


Рис. 34. К принципу действия ФД

конкретной системы ФАПЧ. Если же частота входного сигнала, подводимого к системе ФАПЧ, изменяется в соответствии с законом модуляции, то частота гетеродина будет отслеживать эти изменения, а управляющее напряжение при линейной характеристике управления частотой будет соответствовать закону модуляции сигнала. Оно и используется как выходное продетектированное напряжение. Заметим, что управляющее напряжение вообще не зависит от амплитуды входного ЧМ сигнала, а определяется только его частотой. В этом отношении СФД близок к идеальному ЧД.

Фильтр *ФНЧ2* в работе петли ФАПЧ не участвует и служит лишь для дополнительной, последетекторной фильтрации низкочастотного сигнала, в частности, для устранения высокочастотных компонент шума и биений с сигналами соседних по частоте станций.

Прежде чем перейти к детальному рассмотрению работы СФД в целом, остановимся на устройстве отдельных узлов его структурной схемы, в частности, фазового детектора. В идеальном случае ФД должен вырабатывать напряжение, пропорциональное только разности фаз входных сигналов. Реальные ФД, однако, вырабатывают напряжение, пропорциональное не только разности фаз, но и амплитуде входных сигналов. В частности, фазовым детектором может служить любой смеситель, имеющий выход постоянного тока.

Рассмотрим идеализированную схему ФД (рис. 34), содержащую электронный ключ *Кл*, управляемый сигналом местного гетеродина, и сопротивление нагрузки R, зашунтированное емкостью C. Пусть частоты входного $u_с$ и гетеродинного $u_г$ сигналов совпадают. Пусть далее ключ замыкается только в течение положительных полуволн гетеродинного напряжения. Тогда ток i через ключ будет протекать только в течение положительной полуволны гетеродинного напряжения, как показано на рис. 35. В случае, когда фаза входного напряжения совпадает с фазой гетеродинного ($\varphi=0°$), ток через ключ будет протекать только во время положительных полупериодов входного напряжения. Высокочастотные пульсации тока сглаживаются конденсатором C, и на сопротивлении нагрузки выделится положительное постоянное напряжение. Если же фаза входного напряжения противоположна фазе гетеродинного ($\varphi=180°$), импульсы тока через ключ будут отрицательными и на нагрузке выделится отрицательное напряжение. В промежуточном случае, когда напряжения $u_с$ и $u_г$ сдвинуты по фазе на 90°, иначе говоря, находятся в квадратуре, импульсы то-

ка через ключ получаются разнополярными. Постоянная составляющая таких импульсов равна нулю, и напряжение на выходе фазового детектора отсутствует.

Зависимость выходного напряжения фазового детектора от сдвига фаз между сигналами $u_с$ и $u_г$ показана на рис. 36. Очевидно, что максимальное выходное напряжение не может быть больше амплитуды входного сигнала $U_с$. В реальных фазовых детекторах оно всегда меньше и равно $k_{фд}U_с$, где $k_{фд}$ — коэффициент передачи детектора, составляющий обычно 0,1—0,5. Для повышения коэффициента передачи, а также для улучшения спектральной чистоты выходного напряжения широко применяют балансные и кольцевые схемы фазовых детекторов.

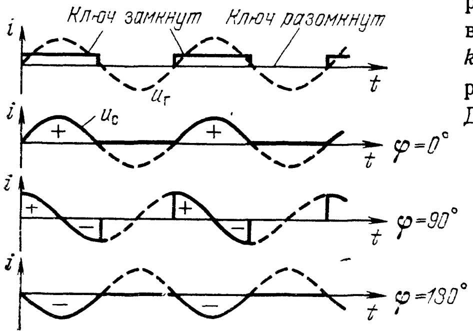


Рис. 35. Временные диаграммы работы ФД

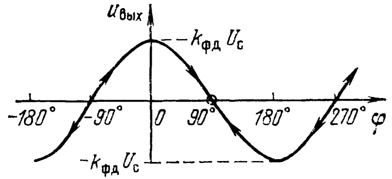


Рис. 36. Фазовая характеристика детектора

Математически работу описанного фазового детектора можно пояснить следующим образом. Пусть входной сигнал имеет вид $u_с = U_с \sin(\omega t+\varphi)$. Выходная RC-цепочка усредняет напряжение на выходе ключа за период колебания входного (или гетеродинного) сигнала T (частоты обоих сигналов предполагаются одинаковыми). Но ключ открыт только в течение половины периода $T/2$, поэтому выходное напряжение будет описываться формулой:

$$u_{вых} = \frac{U_с}{T} \int_0^{T/2} \sin(\omega t+\varphi)\,dt = \frac{U_с}{\pi} \cos\varphi.$$

В случае, когда проводимость ключа S изменяется по синусоидальному закону (это может быть, например, проводимость канала полевого транзистора, управляемая напряжением гетеродина, поданным на затвор), $S = S_0 \sin\omega t$, в цепи детектора получается ток следующего вида:

$$i = Su_с = S_0U_с \sin\omega t \sin(\omega t+\varphi) = \frac{S_0U_с}{2}[\cos\varphi - \cos(2\omega t+\varphi)].$$

Таким образом, ФД выполняет операцию перемножения входного и гетеродинного сигналов. Составляющая тока с удвоенной частотой 2ω замыкается конденсатором C, шунтирующим сопротивление нагрузки, и выходное напряжение получается пропорциональным:

$$u_{вых} \sim \frac{S_0U_с}{2} \cos\varphi.$$

Общую формулу для выходного напряжения любого ФД удобно записать в виде

$$u_{вых} = k_{фд}U_с \cos\varphi. \qquad (13)$$

Как мы убедились, косинусоидальная характеристика детектора получается как при синусоидальной, так и при прямоугольной форме напряжения гетеродина. Это объясняется тем, что входное напряжение сигнала имеет синусоидальную форму. Если же на оба входа фазового детектора подаются прямоугольные напряжения сигнала и гетеродина, то характеристика приобретает треугольную форму. Это возможно при жестком ограничении по амплитуде обоих сигналов. Такой случай в СФД радиоприемников встречается редко.

Таким образом, напряжение на выходе ФД пропорционально амплитуде входного сигнала и косинусу разности фаз входного сигнала и сигнала гетеродина.

В случае, когда частоты входного и гетеродинного сигналов не совпадают, разность их фаз непрерывно изменяется, пробегая весь диапазон значений от 0 до 2π. Тогда

$$u_c = U_c \sin[(\omega+\Omega)t] = U_c \sin(\omega t + \Omega t) = U_c \sin(\omega t + \varphi),$$

где $\varphi = \Omega t$. На выходе ФД в этом случае выделяется сигнал биений: $u_{вых} = k_{фд} U_c \cos \Omega t$. Это сигнал переменного тока с частотой, равной разности частот сигнала и гетеродина.

Практически фазовые детекторы можно выполнить по схемам, описанным в первой главе (рис. 14, 17 и 18), необходимо лишь исключить цепь связи между входом детектора и фазосдвигающим контуром — индуктивную связь катушек $L1$ и $L2$ на рис. 14 и конденсатор $C2$ на рис. 17 и 18. На вход детектора по-прежнему подается напряжение сигнала u_1, а напряжение u_2 берется от местного гетеродина. Фазосдвигающий контур может одновременно служить и контуром гетеродина.

Фильтр нижних частот, а также усилитель постоянного тока не содержат каких-либо особенностей, их выполняют (см. рис. 33) по широко распространенным схемам. Фильтрами чаще всего служат RC-цепочки, а усилителем — транзисторный операционный усилитель. Для управления частотой гетеродина служит варикап, включенный в его контур. Некоторое распространение, особенно при низких промежуточных частотах, получили также управляемые напряжением RC-генераторы.

Рассмотрим теперь процесс захвата сигнала в системе ФАПЧ. Пусть при включении СФД (см. рис. 33) частоты сигнала и гетеродина не совпадают. Тогда на выходе фазового детектора возникает сигнал биений $k_{фд} U_c \cos \Omega t$. Этот сигнал проходит через фильтр ФНЧ с частотной характеристикой $K(\Omega)$ и усиливается усилителем с коэффициентом усиления K_0. На управляющий элемент гетеродина будет воздействовать напряжение $k_{фд} K_0 K(\Omega) U_c \cos \Omega t$. Крутизну характеристики управления гетеродина обозначим как q. Она численно равна приращению частоты гетеродина при изменении управляющего напряжения на 1 В. Под воздействием управляющего напряжения частота гетеродина будет изменяться, увеличиваясь при одной полуволне этого напряжения и уменьшаясь при другой. При этом изменяется и мгновенная частота биений. Сигнал биений становится не синусоидальным, а таким, как показано на рис. 37. При изменении знака расстройки гетеродина относительно частоты сигнала полярность кривой рис. 37 также изменяется на обратную. Форма этой кривой такова, что в сигнале биений содержится постоянная составляющая u_0, как бы «подтягивающая» частоту гетеродина к частоте сигнала. Если «подтягивание» частоты больше начальной расстройки частот сигнала и гетеродина, то в систе-

ме происходит захват. Предельную расстройку, при которой еще возможен захват, можно оценить, записав максимальное отклонение частоты гетеродина под воздействием управляющего напряжения: $\Delta f = k_{фд} K(\Omega) K_0 U_с q$, где $\Omega = 2\pi\Delta f_{нач}$. Очевидно, что это отклонение должно быть больше начальной расстройки, чтобы произошел захват. В противном случае система остается в режиме биений.

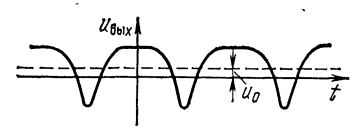


Рис. 37. Биения в СФД

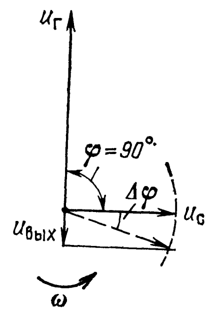


Рис. 38. Векторная диаграмма сигналов в ФД →

В режиме захвата частота гетеродина устанавливается в точности равной частоте сигнала, а сдвиг фаз между колебаниями сигнала и гетеродина близок к 90°. На рис. 38 колебания сигнала и гетеродина показаны в виде векторов, длина которых соответствует амплитуде сигналов, а угол между векторами — относительному сдвигу фаз. Вся система векторов вращается вокруг общего центра с угловой скоростью ω. Однако для удобства рассмотрения это вращение можно не учитывать (т. е. предположить, что система координат вращается с той же скоростью) и считать систему векторов неподвижной.

Когда сдвиг фаз между сигналами равен точно 90°, проекция вектора $u_с$ на направление вектора $u_г$ равна нулю. Выходное напряжение ФД, в соответствии с формулой (13), при этом также равно нулю. Если теперь, в силу каких-либо причин, например, собственной нестабильности гетеродина или модуляции сигнала разность фаз φ возрастет на Δφ, на выходе фазового детектора появится напряжение ошибки, равное

$$u_{вых} = k_{фд} U_с \cos(90° + \Delta\varphi) = -k_{фд} U_с \sin \Delta\varphi. \qquad (14)$$

Это напряжение, будучи отфильтрованным и усиленным в петле ФАПЧ, воздействует на управляющий элемент гетеродина, понижая частоту генерации. Вектор $u_г$ начинает вращаться медленнее и исходное соотношение фаз $\varphi = 90°$ восстанавливается. Если же разность фаз уменьшится, на выходе ФД появится напряжение другой полярности, повышающее частоту генерации. Вектор $u_г$ при этом ускорит вращение и исходная разность фаз опять восстановится.

Специально подбирать полярность управляющего напряжения в петле ФАПЧ не требуется, так как на характеристике фазового детектора имеется много точек, где $u_{вых} = 0$, причем наклон характеристики в этих точках различен (см. рис. 36). Например, если положительное напряжение на выходе ФД, воздействуя через петлю ФАПЧ на варикап гетеродина, повышает частоту генерации, то точка $\varphi = 90°$ на фазовой характеристике детектора является устойчивой, а точки $\varphi = -90°$ и $\varphi = 270°$ неустойчивыми. Направление изменения разности фаз при действии управляющего напряжения показано на рис. 36 стрелками.

Если имеется начальная расстройка между частотами сигнала и гетеродина, установившееся значение фазы уже не будет равно точно 90°. Оно будет определяться тем дополнительным постоянным напряжением, которое необходимо для подстройки гетеродина на частоту сигнала. Очевидно, тем не менее, что в установившемся режиме разность фаз должна лежать в пределах 0—180°, т. е. находиться, на спадающем участке характеристики фазового детектора.

Разумеется, столь упрощенное описание не может отразить динамику вхождения системы ФАПЧ в синхронизм. Более полно этот процесс иллюстрируют фазовые диаграммы, изображенные в координатах φ (ось абсцисс) и $d\varphi/dt=\omega$ (ось ординат). Сведения о них можно найти в специальной литературе. График рис. 36 использован только потому, что выходное напряжение фазового детектора и частота гетеродина однозначно связаны благодаря действию петли ФАПЧ.

Из приведенного описания ясно, что в режиме захвата гетеродин СФД «следит» за частотой и фазой входного сигнала. Частота гетеродина пропорциональна управляющему напряжению, вырабатываемому в петле ФАПЧ. При ЧМ входного сигнала управляющее напряжение оказывается пропорциональным девиации частоты, т. е. является продетектированным сигналом. Оно и используется как выходное напряжение детектора и после дополнительной фильтрации фильтром *ФНЧ2* (см. рис. 33) подается на УНЧ или стереодекодер приемника.

Линейность дискриминационной характеристики СФД полностью определяется линейностью характеристики управляемого гетеродина $f_г=f(u_{упр})$. Последнюю зависимость удобно представить в виде: $f_г=f_0+qu_{упр}$, где f_0 — номинальная частота генерации; q — крутизна характеристики управления. Поскольку частота гетеродина $f_г$ при захвате в точности равна частоте сигнала $f_с$, получаем:

$$u_{упр}=\frac{1}{q}(f_с-f_0). \qquad (15)$$

При условии, что характеристика управления частотой гетеродина линейна (или, что то же самое, q является постоянной величиной), линейной получается и зависимость управляющего напряжения от частоты сигнала, показанная на рис. 39. Получить же практически линейную характеристику управления сравнительно несложно — об этом будет рассказано ниже, в разделе об управляемых генераторах. Поскольку $u_{упр}$ является также и выходным напряжением СФД, график рис. 39 соответствует дискриминационной характеристике СФД. Для сравнения полезно обратиться к рис. 13 или 20, на которых показаны дискриминационные характеристики обычных детекторов.

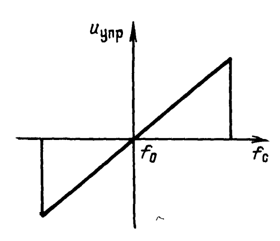


Рис. 39. Дискриминационная характеристика СФД

Из сравнения характеристик видно, что СФД обладает значительно лучшей линейностью во всей полосе частот, где происходит слежение. При срыве слежения управляющее напряжение на выходе СФД исчезает. Таким образом, характеристика СФД гораздо ближе к «идеальной», чем характеристика обычного детектора.

Интересен процесс настройки на станцию в приемнике с ФАПЧ, имеющим дискриминационную характеристику, как на рис. 39. В отличие от обычного

приемника, здесь сигнал возникает скачком, сразу чисто и громко, и при дальнейшем вращении ручки настройки некоторое время не изменяется ни по громкости, ни по качеству, а потом также скачком исчезает. Все станции, независимо от амплитуды сигнала, прослушиваются с одинаковой громкостью. Если же сигнал слишком слаб, чтобы захватить гетеродин СФД, прием просто невозможен. Боковые ложные настройки в правильно сконструированном СФД отсутствуют. Другие отличительные особенности СФД будут выявляться далее по мере оценки его параметров и характеристик.

ХАРАКТЕРИСТИКИ СФД

Полоса удержания. Если гетеродин СФД, выполненного по схеме рис. 33, настроен на частоту сигнала, происходит захват и выходное напряжение фазового детектора описывается выражением (14). Найдем полосу удержания СФД, т. е. максимальную расстройку частот сигнала и гетеродина, при которой еще не происходит срыва слежения. Напряжение на выходе фазового детектора максимально при $\sin\Delta\varphi=1$. Очевидно, что оно и соответствует максимальной расстройке, т. е. полосе удержания. Пусть коэффициент усиления УПТ в петле ФАПЧ равен K_0, а крутизна характеристики управления гетеродина — q. Тогда

$$f_{уд}=k_{фд}K_0qU_c. \tag{16}$$

Значения величин, входящих в эту формулу, лежат в следующих пределах: $k_{фд}=0{,}1—0{,}5$; $q=0{,}2—1$ МГц/В; $K_0=10—2000$. Из формулы видно, что полоса удержания прямо пропорциональна амплитуде входного сигнала. От типа и характеристик фильтра нижних частот (ФНЧ), установленного в петле, полоса удержания не зависит.

Чувствительность СФД тесно связана с полосой удержания. Чувствительность определяется минимальным напряжением сигнала, при котором еще не происходит срыва слежения. Если бы сигнал не был модулирован, а гетеродин СФД можно было настроить на частоту сигнала очень точно, то чувствительность СФД была бы бесконечно высокой. Для реального ЧМ сигнала полоса удержания СФД должна быть по крайней мере больше, чем максимальная девиация частоты сигнала. Приняв девиацию частоты равной 0,05 МГц и увеличив это значение для расчета в два раза (с учетом возможной нестабильности частоты гетеродина и неточности настройки), получим

$$U_c=0{,}1/(k_{фд}K_0q). \tag{17}$$

Например, при $k_{фд}=0{,}25$, $K_0=100$ и $q=0{,}5$ МГц/В чувствительность детектора $U_c=8$ мВ. Такие параметры типичны для СФД супергетеродинного приемника.

Селективность СФД различна в режиме биений и при захвате сигнала. В режиме биений, когда частота гетеродина СФД значительно отличается от частоты сигнала, на выходе фазового детектора (см. рис. 33) образуется сигнал разностной частоты, лежащей в области ультразвуковых, т. е. неслышимых частот. Через *ФНЧ1*, *УПТ* и *ФНЧ2* он поступает на УНЧ приемника. Если амплитудные характеристики УПТ и УНЧ совершенно линейны, то сигнал биений не создает никаких вредных явлений и остается неслышимым. Если же характеристики УПТ или УНЧ нелинейны, а это в той или иной степени всегда имеет место, то сигнал биений может быть продетектирован и станет слышимым. При этом сначала ЧМ колебание преобразуется в сложное амплитудно-частотно-

модулированное колебание на неравномерностях АЧХ тракта, а затем уже детектируется на нелинейностях амплитудной характеристики. Описанные эффекты обычно невелики и приводят к появлению боковых настроек, при которых прием слаб и, как правило, сопровождается большими искажениями.

Если сигнал биений детектируется в УПТ, то устранить помехи такого рода можно лишь увеличением селективности фильтра петли ФАПЧ *ФНЧ1* и применением *УПТ* с меньшей нелинейностью. Частотно-модулированные сигналы сильных станций полезно ограничить по амплитуде перед подачей на СФД, это резко снижает влияние нелинейностей и практически полностью устраняет помехи. При детектировании же сигнала биений в УНЧ на выходе детектора полезно включить фильтр *ФНЧ2* с верхней граничной частотой, равной наивысшей частоте модулирующего сигнала (15 кГц для монофонического и 46 кГц для стереофонического сигнала). Этот фильтр можно сделать очень эффективным и полностью устранить проникновение сигнала биений в УНЧ, а следовательно, и помехи. На характеристики самой петли ФАПЧ параметры фильтра *ФНЧ2* не влияют.

Таким образом, селективность СФД в режиме биений полностью определяется суммарной АЧХ фильтров *ФНЧ1* и *ФНЧ2*.

В режиме захвата сигнала селективность СФД резко возрастает, так как в системе ФАПЧ замыкается цепь ОСЧ, заставляющая гетеродин *Г* следить преимущественно за «своим» сигналом. Сигналы соседних по частоте станций и помех при этом ослабляются.

Селективность в режиме захвата и равномерность передачи частот модуляции (частот звукового спектра) определяются эквивалентной АЧХ детектора. Амплитудно-частотная характеристика показывает, во сколько раз девиация частоты гетеродина СФД меньше девиации сигнала на входе детектора. Амплитудно-частотную характеристику изображают как функцию частоты модулирующего сигнала. Если же оценивается влияние помехи по соседнему каналу, т. е. селективность детектора, вместо частот модуляции берут частоту биений между несущей сигнала и помехой. Примерный вид эквивалентной АЧХ можно представить из общих физических соображений. При медленных изменениях частоты сигнала гетеродин СФД отслеживает ее точно, поэтому низкие частоты модуляции в СФД не ослабляются. По мере повышения частоты модуляции сигнала во все большей мере сказывается инерционность СФД, обусловленная фильтром в петле ФАПЧ и инерционность гетеродина. Поэтому СФД как бы «не успевает» отслеживать быстрые изменения частоты входного сигнала и действует подобно ФНЧ. Соответственно и АЧХ СФД похожа на АЧХ ФНЧ. Так же, как и для ФНЧ, можно найти верхнюю граничную частоту полосы пропускания СФД $f_в$.

Рассчитав или построив графически эквивалентную АЧХ для модулирующих частот, легко построить и кривую селективности СФД для частот входного сигнала. Приняв во внимание, что фазовый детектор СФД осуществляет преобразование частоты, кривую селективности можно найти, зеркально отобразив эквивалентную АЧХ по обе стороны от частоты гетеродина, как показано на рис. 40. Для входных частот СФД является полосовым фильтром с полосой пропускания 2 $f_в$.

Интересно отметить, что частота гетеродина $f_г$ изменяется при ЧМ сигнала, благодаря процессу слежения в СФД. Следовательно, и полоса пропускания, центрированная на частоте гетеродина, сдвигается по оси частот в соответст-

вии с законом ЧМ. Таким образом, СФД для входного сигнала является следящим фильтром с центральной частотой, модулированной в такт с ЧМ сигнала. Его полоса пропускания может быть меньше удвоенной девиации частоты сигнала, при этом достигается значительное уменьшение шумов и высокая помехоустойчивость, превосходящая помехоустойчивость обычного ЧМ приемника. Однако полосу пропускания СФД нельзя сделать у́же удвоенной полосы

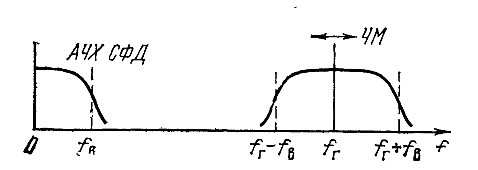


Рис. 40. Спектр сигналов в СФД

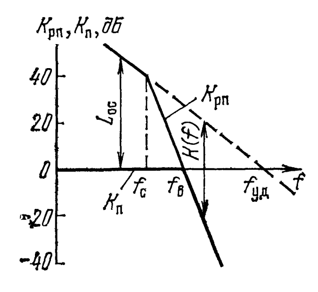


Рис. 41. Графический метод построения АЧХ →

модулирующих частот (иначе прекратится слежение), и это накладывает предел на повышение помехоустойчивости. Перейдем теперь к расчету АЧХ в области модулирующих частот.

Эквивалентная АЧХ детектора является модулем комплексного коэффициента передачи замкнутой петли ФАПЧ, который можно найти, как и для любых систем с ОС, по формуле:

$$K_п = K_{рп}/(1+K_{рп}), \tag{18}$$

где $K_{рп}$ — коэффициент передачи разомкнутой петли, равный произведению коэффициентов передачи всех звеньев петли: ФД фильтра, УПТ, управляющего элемента и подстраиваемого гетеродина. Все звенья петли предполагаются идеализированными, т. е. линейными и не входящими в насыщение (ограничение) при любых возможных уровнях сигнала в петле.

При расчете необходимо учитывать, что фазовый детектор реагирует на соотношение фаз сравниваемых сигналов, а гетеродин управляется по частоте. Отклонение же частоты на $\Omega = 2\pi\Delta f$ вызывает возрастающий во времени набег фазы, равный $\varphi = \int_0^t \Omega dt$. Иначе говоря, гетеродин в петле ФАПЧ является идеальным интегратором с модулем коэффициента передачи, обратно пропорциональным частоте, и фазовым сдвигом — 90°, что указывает на запаздывание изменений фазы колебаний гетеродина относительно управляющего сигнала. Комплексный коэффициент передачи гетеродина равен $1/j\Omega$, а коэффициент передачи разомкнутой петли:

$$K_{рп} = \frac{k_{фд} K(\Omega) K_0 2\pi q U_c}{j\Omega} = \frac{K(\Omega)\Omega_{уд}}{j\Omega}, \tag{19}$$
$$\Omega_{уд} = 2\pi f_{уд},$$

где $K(\Omega)$ — коэффициент передачи фильтра петли *ФНЧ* (см. рис. 33). Строгий расчет эквивалентной АЧХ детектора сводится к вычислению $K_{рп}$ по формуле (19), подстановке результата в (18) и нахождению модуля полученного выражения.

Расчет этот достаточно сложен и требует навыка работы с комплексными функциями. Поэтому для оценки АЧХ целесообразно пользоваться упрощенным графическим методом. Для этого строят в логарифмическом масштабе АЧХ всех звеньев петли и, суммируя их ординаты, получают АЧХ разомкнутой петли $K_{рп}$ (сплошная линия на рис. 41). Штриховой линией, имеющей крутизну 20 дБ на декаду (десятикратное изменение частоты), на рисунке показана АЧХ подстраиваемого гетеродина. На частотах выше частоты среза $f_с$ фильтра к АЧХ гетеродина добавляется затухание фильтра $K(f)$. Остальные звенья петли имеют постоянные и не зависящие от частоты коэффициенты передачи. Масштаб по осям графика подбирают так, чтобы точка пересечения АЧХ гетеродина с горизонтальной осью давала значение $f_{уд}$, рассчитанное по формуле (16) для выбранного уровня сигнала $U_с$. Этот уровень сигнала принимают за нулевой (0 дБ). Точка пересечения горизонтальной оси с АЧХ разомкнутой петли определяет верхнюю граничную частоту полосы пропускания замкнутой петли $f_в$. На этой частоте $K_{рп}=1$ (0 дБ).

Для нахождения искомой АЧХ замкнутой петли $K_п$ заметим, что в соответствии с формулой (18) $K_п \approx 1$ при $K_{рп}>1$ и $K_п \approx K_{рп}$ при $K_{рп}<1$. Поэтому АЧХ замкнутой петли горизонтальна на частотах ниже $f_в$ и совпадает с АЧХ разомкнутой петли на частотах выше $f_в$. Интервал в децибелах между линиями $K_п$ и $K_{рп}$ на частотах полосы пропускания петли соответствует глубине обратной связи $L_{ос}$. На нулевой частоте она бесконечно велика, чем и объясняется абсолютно точное отслеживание системой ФАПЧ средней частоты входного сигнала.

При изменении уровня входного сигнала АЧХ петли также изменяется. Например, увеличение напряжения сигнала в 10 раз (на 20 дБ) приводит к расширению полосы удержания во столько же раз. На рис. 41 при этом горизонтальная ось сместится на 20 дБ вниз. Вся сетка значений $K_{рп}$ также сместится. Расширится и горизонтальный участок АЧХ замкнутой петли, т. е. полоса пропускания детектора.

Таким образом, упрощенный графический метод позволяет в общих чертах найти форму АЧХ петли ФАПЧ, а следовательно, полосу пропускания и кривую селективности СФД. К сожалению, этот метод не учитывает фазовых сдвигов сигнала в петле ФАПЧ, а они в значительной мере влияют на форму АЧХ в полосе пропускания, а в некоторых случаях приводят и к потере устойчивости (самовозбуждению) петли. Влияние фазовых сдвигов мы рассмотрим далее, при разборе конкретных характеристик СФД. Последний важный параметр СФД, о котором необходимо упомянуть — полоса захвата.

Полоса захвата петли ФАПЧ численно равна максимальной расстройке частот сигнала и гетеродина, при которой система самостоятельно входит в режим захвата. Она никогда не может быть шире полосы удержания. С достаточной для практики точностью полосу захвата можно считать равной полосе пропускания петли $f_в$. В действительности же она несколько шире, поскольку даже в режиме биений наблюдается «подтягивание» частоты гетеродина к частоте сигнала. Насколько велика эта разница, зависит от типа фильтра, примененного в петле ФАПЧ. Для наиболее распространенных типов фильтров полоса захвата равна 1,2—1,3 полосы пропускания (интегрирующий и пропорционально-интегрирующий фильтры).

Определив полосы захвата и удержания, проиллюстрируем процесс настройки СФД на частоту станции. Предположим, что частота станции (сигнала)

фиксирована, а частота гетеродина СФД изменяется, например, путем вращения сердечника контурной катушки гетеродина. На рис. 42,*а* показана зависимость частоты гетеродина СФД от угла поворота α сердечника катушки. Если приближаться к частоте станции $f_с$ со стороны более низких частот (уменьшая индуктивность катушки), то при расстройке, равной полосе захвата $f_з$, произойдет захват системы и частота гетеродина станет в точности равной частоте

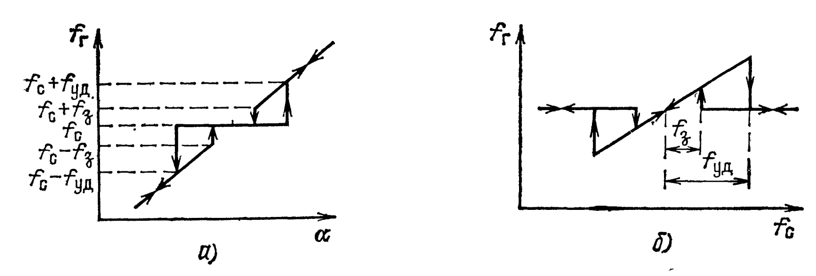


Рис. 42. Полосы захвата, удержания и процесс настройки СФД

сигнала. При дальнейшем уменьшении индуктивности катушки в петле ФАПЧ вырабатывается компенсирующее напряжение и емкость варикапа, подстраивающего гетеродин, изменяется так, что компенсирует уменьшение индуктивности. Срыв слежения происходит при расстройке, равной полосе удержания, и частота гетеродина скачком увеличивается, поскольку компенсирующее напряжение в петле ФАПЧ пропадает. При приближении к частоте станции со стороны более высоких частот процесс происходит аналогичным образом.

Похожая картина получается и в случае, когда частота гетеродина СФД фиксирована, а частота сигнала изменяется (рис. 42,*б*). Такая ситуация характерна для супергетеродинных приемников с СФД, где настройка осуществляется изменением частоты первого гетеродина. В этом случае при расстройке, равной полосе захвата, частота гетеродина СФД скачком изменяется и становится равной частоте сигнала. При дальнейшем изменении частоты сигнала захват сохраняется до расстроек, соответствующих полосе удержания.

ПАРАМЕТРЫ СФД С РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ ФИЛЬТРОВ

Синхронно-фазовый детектор без фильтра. В этом, идеализированном случае предполагается, что усилитель в петле ФАПЧ не вносит амплитудных и фазовых искажений, а фильтр *ФНЧ1* отсутствует. Тогда $K(f)=1$ и АЧХ разомкнутой петли совпадает с АЧХ гетеродина (рис. 43,*а*). Амплитудно-частотная характеристика замкнутой петли изображается ломаной с горизонтальной частью, совпадающей с горизонтальной осью частот в интервале $0 \dots f_{уд}$ и наклонной частью, совпадающей с $K_{рн}$. Рассчитанная по точным формулам, с учетом фазовых сдвигов, АЧХ замкнутой петли показана на рис. 43,*б*. Она отличается от асимптотической (рис. 43,*а*) лишь скруглением в области излома. Из этих двух рисунков видно, что полоса пропускания, а следовательно, и полоса захвата равны полосе удержания, причем последняя прямо пропорциональна амплитуде входного сигнала.

Синхронно-фазовый детектор без фильтра обладает, тем не менее, фильтрующими свойствами: за пределами полосы пропускания наблюдается спад АЧХ

с крутизной 20 дБ на декаду. Для входного сигнала такой детектор эквивалентен по селективности одиночному контуру с полосой пропускания, равной полосе пропускания СФД.

Синхронно-фазовый детектор без фильтра можно использовать в ЧМ приемнике, если не требуется высокой помехоустойчивости. Полосу удержания в

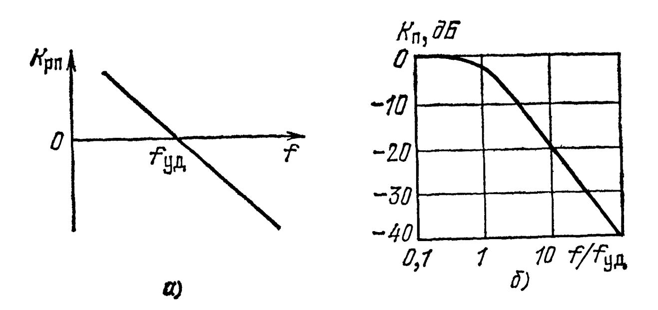


Рис. 43. АЧХ СФД без фильтра:
а — разомкнутой петли; *б* — замкнутой петли

этом случае необходимо выбирать не у́же 0,1—0,2 МГц. При этом полоса пропускания детектора и, следовательно, шумовая полоса получаются такими же. Преимущества по сравнению с обычным ЧД при этом состоят лишь в большей линейности дискриминационной характеристики.

Синхронно-фазовый детектор с интегрирующим фильтром. Интегрирующим фильтром обычно служит *RC*-цепочка, показанная на рис. 44,*а*. Ее АЧХ и ФЧХ показаны соответственно на рис. 44,*б* и *в*. Включение такой цепи в петлю

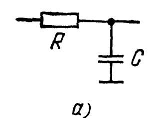
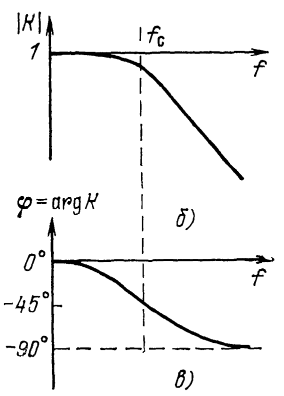
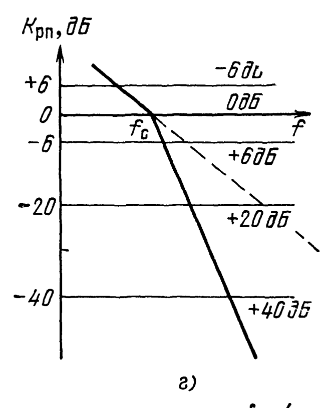


Рис. 44. Интегрирующий фильтр:
а — схема; *б* — АЧХ; *в* — ФЧХ; *г* — АЧХ разомкнутой петли





ФАПЧ создает излом АЧХ разомкнутой петли на частоте среза f_c (рис. 44,*г*). Зависимость этой частоты от параметров элементов фильтра определяется формулой:

$$f_c = 1/2\pi RC. \qquad (20)$$

Крутизна АЧХ системы ФАПЧ с интегрирующим фильтром ниже частоты среза равна 20 дБ на декаду, а выше ее — 40 дБ на декаду. Горизонтальные оси на рис. 44,г проведены для уровней сигнала —6,0, +6, +20 и +40 дБ, причем за нулевой принят уровень сигнала, при котором полоса удержания совпадает с частотой среза фильтра.

Упрощенный графический метод дает «гладкие» асимптотические АЧХ замкнутой петли, состоящие из горизонтального участка левее точки пересечения АЧХ разомкнутой петли с осью частот и наклонного участка правее ее. Метод позволяет определить полосы пропускания и удержания СФД. При уровнях сигнала более 0 дБ полоса удержания становится шире полосы пропускания, причем первая растет пропорционально уровню сигнала, а вторая — пропорционально корню квадратному из него.

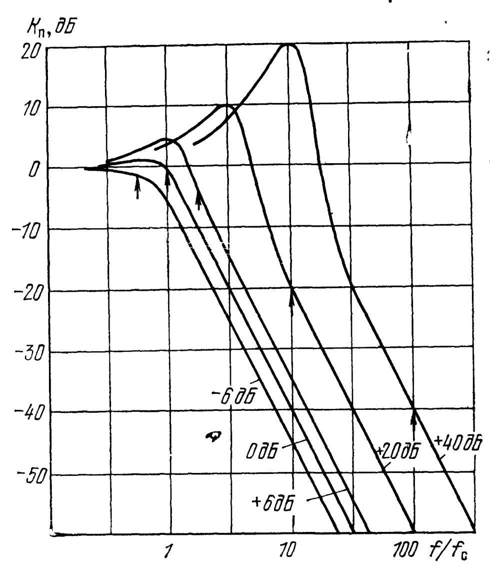


Рис. 45. АЧХ СФД с интегрирующим фильтром

Из-за влияния фазовых сдвигов в петле реальная АЧХ замкнутой петли отличается от построенной графическим методом. Дело в том, что на частотах выше частоты среза f_c интегрирующая цепочка вносит фазовый сдвиг, приближающийся с повышением частоты к значению —90° (рис. 44,в). На столько же увеличивает фазовый сдвиг и подстраиваемый гетеродин. В результате на высших частотах полосы пропускания полный фазовый сдвиг в петле приближается к —180°, что делает ОС почти положительной и приводит к подъему АЧХ.

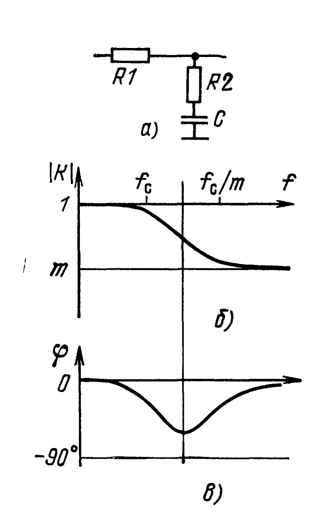
На рис. 45 показаны реальные АЧХ замкнутой петли с интегрирующим фильтром, рассчитанные для тех же уровней сигнала, что и на рис. 44,г. Границы полос удержания отмечены на рис. 45 стрелками. Нетрудно видеть, что СФД с интегрирующим фильтром имеет удовлетворительные характеристики лишь в ограниченном диапазоне входных сигналов, когда частота среза фильтра примерно совпадает с верхней граничной частотой полосы пропускания (кривые —6, 0 и +6 дБ). Полоса захвата в этом случае, так же как и в СФД без фильтра, примерно равна полосе пропускания и полосе удержания. Соответственно и шумовая полоса имеет тот же порядок. Отличие от СФД без фильтра состоит в том, что крутизна среза характеристики за пределами полосы пропускания получается выше, а именно 40 дБ на декаду.

Интересно отметить, что при повышении уровня сигнала шумовая полоса СФД с интегрирующим фильтром растет пропорционально полосе удержания, а не полосе пропускания, как для любых цепей с «гладкими» характеристиками. Причина этого заключается в сильном влиянии шумов из области подъема

АЧХ. Поэтому включение интегрирующего фильтра почти не увеличивает помехоустойчивости СФД.

Единственным важным достоинством СФД с интегрирующим фильтром является высокая селективность — она эквивалентна селективности двухконтурного полосового фильтра с полосой пропускания, равной полосе пропускания СФД.

СФД с пропорционально-интегрирующим фильтром. Схема пропорционально-интегрирующего фильтра показана на рис. 46,*а*, а его АЧХ и ФЧХ — соответственно на рис. 46,*б* и *в*. Частота среза такого фильтра



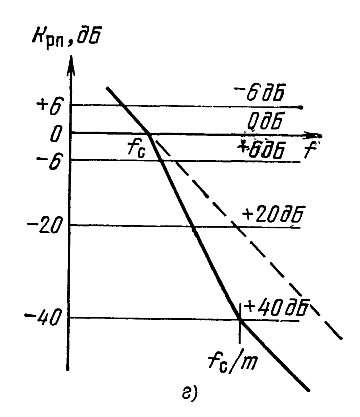


Рис. 46. Пропорционально-интегрирующий фильтр:
а — схема; *б* — АЧХ; *в* — ФЧХ; *г* — АЧХ разомкнутой петли

$$f_c = \frac{1}{2\pi (R1+R2) C}. \qquad (21)$$

Резистор $R2$ уменьшает фазовый сдвиг фильтра на высоких частотах и стабилизирует коэффициент передачи на уровне

$$m = R2/(R1+R2), \qquad (22)$$

что уменьшает подъем реальной АЧХ замкнутой петли. Асимптотическая АЧХ разомкнутой петли имеет изломы на частотах f_c и f_c/m и участок с крутизной 40 дБ на декаду между ними (рис. 46,*г*). Горизонтальные оси на этом рисунке проведены для тех же уровней сигнала, что и на рис. 44,*г*.

Реальные АЧХ детектора с пропорционально-интегрирующим фильтром для значения параметра фильтра $m=0{,}1$ показаны на рис. 47. При уровнях сигнала —6, 0 +6 дБ, когда горизонтальная ось на рис. 46,*г* пересекает АЧХ разомкнутой петли в области первого излома, реальные АЧХ замкнутой петли мало отличаются от АЧХ системы с интегрирующим фильтром для тех же уровней сигнала. Они имеют лишь меньшую крутизну ската в области больших затуханий (40 дБ и более). При увеличении сигнала до некоторого уровня на АЧХ появляется подъем, однако при дальнейшем росте сигнала, т. е. при перемещении точки пересечения с горизонтальной осью на пологий участок АЧХ разомкнутой петли за вторым изломом, упомянутый подъем уменьшается и реаль-

ная АЧХ детектора становится похожей на АЧХ СФД без фильтра. Существенное отличие, однако, состоит в том, что полоса удержания СФД с пропорционально-интегрирующим фильтром значительно больше полосы пропускания.

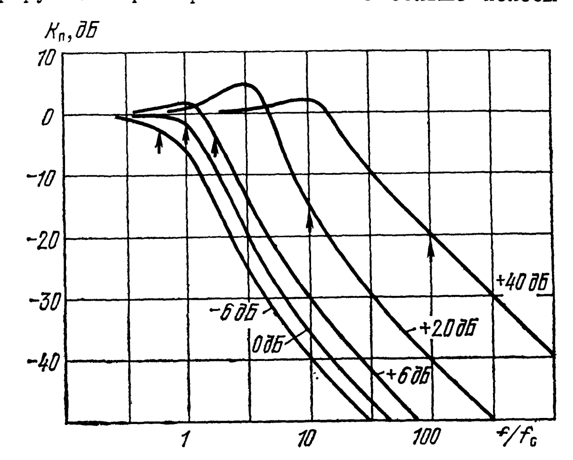


Рис. 47. АЧХ СФД с пропорционально-интегрирующим фильтром

Наилучшую форму АЧХ имеют при уровне сигнала +40 дБ и выше. Полоса пропускания детектора при этом составляет $mf_{уд}$, а подъем АЧХ на высоких частотах практически отсутствует. Хорошая форма АЧХ и возможность независимого выбора полос пропускания и удержания способствовали широкому распространению систем ФАПЧ именно с пропорционально-интегрирующим фильтром. Шумовая полоса таких систем шире полосы пропускания примерно в 1,6 раза, а полоса захвата — в 1,2 раза. Их можно сделать значительно у́же полосы удержания, а следовательно, и девиации частоты ЧМ сигнала. Это обеспечивает высокую помехоустойчивость СФД с пропорционально-интегрирующим фильтром, превосходящую помехоустойчивость обычных ЧМ детекторов на 5—10 дБ.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ, ПОДАВЛЕНИЕ АМ И УСТОЙЧИВОСТЬ

Искажения сигнала при детектировании в СФД, так же как и в обычных ЧД, зависят прежде всего от линейности характеристик элементов, входящих в СФД. Например, характеристика ФД имеет чаще всего косинусоидальную форму (см. рис. 36). Поэтому важно обеспечить работу СФД на начальном, близком к линейному участке характеристики, где разность фаз колебаний сигнала и гетеродина (точнее, отличие этой разности фаз от 90°) невелика. Следующим источником нелинейных искажений может служить УПТ, если его амплитудная характеристика отличается от прямой линии или усилитель входит в режим ограничения. Однако при малых уровнях сигнала, характерных для СФД, искажения усилителя обычно пренебрежимо малы. Чтобы обеспечить работу усилителя при малых уровнях сигнала, желательно повышать крутизну характеристики управления гетеродина. При этом повышается и линейность последней, особенно в том случае, если для управления частотой служит варикап.

Для улучшения линейности характеристики управления варикап следует включать в контур гетеродина возможно полнее, уменьшая до минимума емкость остальных конденсаторов контура. Исключительно высокую линейность можно получить, применив в качестве гетеродина управляемый напряжением *RC*-генератор.

Нелинейные искажения, вносимые ФД и УПТ, сильно уменьшаются при замыкании цепи ОС, т. е. в режиме захвата петли ФАПЧ. Поэтому для упомянутых элементов допустима (хотя и нежелательна по другим причинам) некоторая нелинейность характеристики. Это не относится, к сожалению, к характеристике управления, поскольку выходным сигналом СФД является именно сигнал управления, а не частота гетеродина.

Глубина ОС определяет точность, с которой гетеродин СФД отслеживает изменения частоты входного сигнала. Если частота сигнала постоянна, то частота гетеродина в точности совпадает с ней. Если же частота сигнала изменяется во времени, как это бывает при модуляции, то появляется динамическая ошибка слежения, равная мгновенной разности фаз колебаний сигнала и гетеродина $\Delta\varphi$. Ее можно оценить, зная индекс модуляции, равный отклонению фазы ЧМ сигнала, выраженному в радианах: $\beta=\Delta\omega/\Omega=\Delta f/f$, и глубину ОС $L_{о.с}$ в петле ФАПЧ на данной частоте модуляции f:

$$\Delta\varphi=\frac{\beta}{L_{ос}+1}=\frac{\Delta f}{f(L_{ос}+1)}. \qquad (23)$$

Для получения малых нелинейных искажений необходимо, чтобы разность фаз $\Delta\varphi$ не выходила за пределы линейной части характеристики ФД, где $\sin\Delta\varphi\approx\Delta\varphi$. Это условие выполняется при $\Delta\varphi<0{,}3\ldots0{,}5$ (20—30°) во всем диапазоне модулирующих частот. При девиации частоты сигнала $\Delta f=50$ кГц и модулирующей частоте 15 кГц необходимо иметь глубину ОС на высоких частотах модуляции около 6—10 (15—20 дБ). На более низких частотах глубина ОС $L_{о.с}$ возрастает в силу естественного для систем ФАПЧ подъема АЧХ разомкнутой петли (см. рис. 41) и динамическая ошибка слежения уменьшается. Для получения глубокой ОС во всем диапазоне модулирующих частот наиболее благоприятна форма АЧХ разомкнутой петли с пропорционально-интегрирующим фильтром (рис. 48), когда горизонтальная ось, соответствующая но-

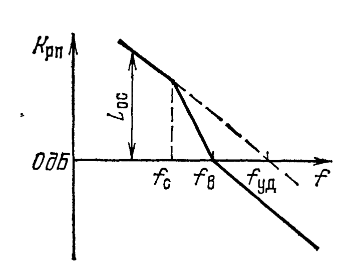


Рис. 48. Оптимальная АЧХ разомкнутой петли

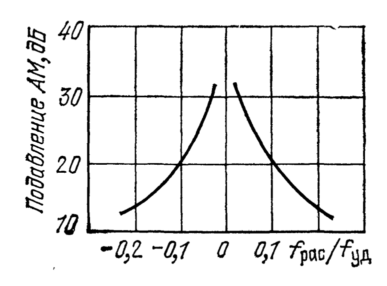


Рис. 49. Подавление АМ с СФД

минальному уровню сигнала, пересекает АЧХ вблизи ее второго излома. При таком положении оси справедливо соотношение:

$$f_с=mf_в=m^2f_{уд}, \qquad (24)$$

где $f_с$ — частота среза фильтра; $f_в$ — верхняя граничная частота полосы пропускания детектора; $f_{уд}$ — полоса удержания; m — параметр фильтра.

Подавление паразитной АМ в детекторах с ФАПЧ весьма велико. Оно определяется глубиной ОС в петле и, кроме того, зависит от начальной расстройки гетеродина $f_{рас}$ относительно частоты сигнала. На рис. 49 показана зависимость подавления АМ от начальной расстройки гетеродина $f_{рас}$ для верхней частоты полосы пропускания петли, где динамическая ошибка слежения максимальна, а глубина ОС равна единице (0 дБ). Для любой другой модулирующей частоты значение, полученное из графика, нужно увеличить на глубину ОС в децибелах. Ход кривых графика объясняется следующим образом: при нулевой расстройке напряжение на выходе ФД отсутствует и изменение напряжения входного сигнала никак не сказывается на управляющем напряжении, которое в этом случае, очевидно, равно нулю. Поэтому при нулевой начальной расстройке получается бесконечно большое подавление АМ. Если же существует расстройка, то имеется и управляющее напряжение, подстраивающее гетеродин на частоту сигнала, и подверженное изменениям при АМ сигнала. Эти изменения приводят к модуляции остаточного сдвига фазы между колебаниями сигнала и гетеродина, а следовательно, и к неполному подавлению АМ. Для учета влияния модуляции по частоте принимаемого сигнала на подавление АМ необходимо усреднить значения, даваемые графиком рис. 49, между точками, соответствующими максимальным положительным и отрицательным девиациями частоты сигнала.

Из сопоставления рис. 48 и 49 видно, что малые искажения и хорошее подавление паразитной АМ получаются при широких полосах удержания. Полосу удержания СФД можно расширить, увеличивая усиление в петле и уровень входного сигнала. Однако при увлечении этими мерами в петле ФАПЧ часто возникает самовозбуждение, т. е. СФД становится неустойчивым.

Условие устойчивой работы СФД сводится к тому, чтобы суммарный фазовый сдвиг во всех звеньях петли ФАПЧ на всех частотах ее полосы пропускания от 0 до $f_в$ не превышал значения —180°. Если это условие не соблюдается, ОС в петле становится положительной и система самовозбуждается. Самовозбуждение прекращается при снятии входного сигнала, поскольку при этом автоматически разрывается цепь ОС в петле ФАПЧ. На частотах выше граничной частоты полосы пропускания петли фазовый сдвиг значения не имеет и может быть любым. Поскольку частота $f_в$ увеличивается при увеличении амплитуды сигнала, один и тот же СФД может стабильно работать при малых уровнях сигнала и возбуждаться при больших.

В реальных устройствах коэффициент передачи усилителя, включенного в петлю ФАПЧ, уменьшается на высоких частотах из-за влияния паразитных емкостей, шунтирующих нагрузку усилительного каскада. Это эквивалентно включению в фильтр петли дополнительной цепи $R_пC_п$, как показано на рис. 50,*а*. В результате АЧХ разомкнутой петли ФАПЧ с интегрирующим фильтром приобретает форму, показанную на рис. 50,*б* сплошной линией. Частоты изломов определяются формулами:

$$f_с=1/2\pi R1C1,\ f_п=1/2\pi R_пC_п.$$

Если горизонтальная ось, положение которой определяется уровнем сигнала, пересекает АЧХ в области, где ее крутизна составляет 20 дБ на декаду, подъем АЧХ замкнутой петли отсутствует и СФД устойчив. При увеличении уровня

сигнала точка пересечения смещается на участок АЧХ с крутизной 40 дБ на декаду и на АЧХ замкнутой петли появляется подъем (см. рис. 45), приводящий к самовозбуждению в петле при приближении точки пересечения к участку с еще большей крутизной. При переходе на участок с крутизной 60 дБ или более на декаду самовозбуждение неизбежно.

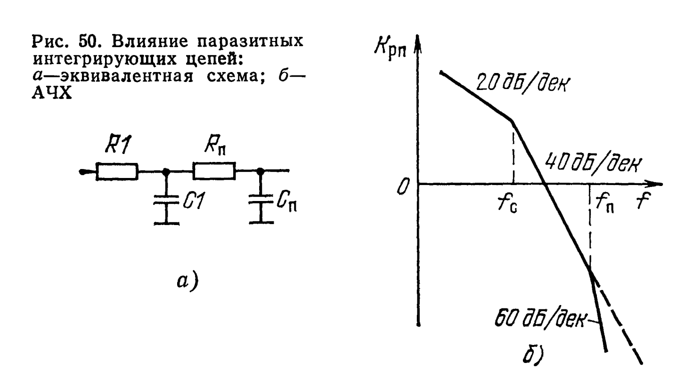


Рис. 50. Влияние паразитных интегрирующих цепей: *а*—эквивалентная схема; *б*—АЧХ

Объясняется это тем, что фазовый сдвиг простых цепочечных звеньев (или, как их часто называют, минимально-фазовых) звеньев однозначно связан с их АЧХ. Например, для логарифмически линейных АЧХ фазовый сдвиг постоянен во всем диапазоне частот и пропорционален наклону АЧХ. Если наклон отсутствует (АЧХ горизонтальна), фазовый сдвиг также равен нулю; если наклон составляет 20 дБ на декаду, фазовый сдвиг равен —90°; если наклон составляет 40 дБ на декаду, фазовый сдвиг равен —180°, и т. д. Для сложных АЧХ фазовый сдвиг уже не постоянен, и в этом случае следует строить ФЧХ. В первом, грубом приближении, можно считать, что фазовый сдвиг на данной частоте прямо пропорционален крутизне АЧХ на данной частоте и равен примерно —90° на каждые 20 дБ на декаду. Однако на фазовый сдвиг на данной рабочей частоте влияет и крутизна участков АЧХ, соседних с рабочим, но это влияние тем меньше, чем дальше они отстоят по частоте.

Практически, в СФД можно использовать в качестве рабочего участок АЧХ разомкнутой петли с крутизной 40 дБ на декаду, если он соседствует с более пологими участками, однако это совершенно недопустимо, если соседние участки АЧХ имеют бóльшую крутизну.

Расчет показывает, что система ФАПЧ с интегрирующим фильтром устойчива, если постоянная времени паразитной *RC*-цепи удовлетворяет условию

$$\tau_п = R_п C_п \ll \frac{1}{2\pi f_{уд}}. \qquad (25)$$

Если таких цепей несколько, то значение $\tau_п$ принимают равным сумме их постоянных времени. Приведенное условие устойчивой работы можно сформулировать и по-другому: полоса пропускания усилителя в петле ФАПЧ с интегрирующим фильтром должна быть больше полосы удержания системы.

Условие устойчивости системы ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром определяется выражением

$$\tau_п \ll m\tau + \frac{1}{2\pi f_{уд}}, \qquad (26)$$

где $\tau=(R1+R2)C$ (см. рис. 46,*а*). Полоса пропускания усилителя при использовании такого фильтра может быть и меньше полосы удержания системы.

Коррекция характеристик петли ФАПЧ становится необходимой, если суммарный фазовый сдвиг, вносимый интегрирующими звеньями петли, превосходит —90° (напомним, что еще — 90° к фазовому сдвигу петли добавляет подстраиваемый гетеродин). Интегрирующие звенья в СФД присутствуют обязательно — ими является, например, резистор нагрузки фазового детектора, зашунтированный конденсатором, паразитные *RC*-цепи и т. д.

Простой способ коррекции АЧХ интегрирующего фильтра и усилителя сводится к включению в интегрирующий фильтр резистора *R2* (рис. 51), т. е. превращению фильтра в пропорционально-интегрирующий. Если сопротивление этого резистора выбрать таким, что постоянная времени $\tau_1=R2C1=R_пC_п$, то на частотах выше $f_п$ интегрирует лишь паразитная цепь $R_пC_п$. Система ФАПЧ с АЧХ, скорректированной описанным способом (на рис. 50 показана штриховой линией), работает вполне устойчиво.

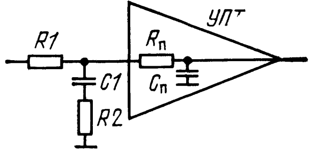


Рис. 51. Схема коррекции АЧХ

Если в СФД имеется несколько паразитных интегрирующих цепей, например, применен многокаскадный усилитель, то их суммарное действие также можно устранить, увеличивая сопротивление резистора *R2*, а в некоторых случаях и емкость конденсатора *C1*. Однако такая коррекция АЧХ уменьшает полосу пропускания СФД и глубину ОС.

Существуют и более сложные способы коррекции, например, формирование так называемого среза Боде, позволяющее получить максимально возможную глубину ОС в заданном диапазоне частот. Эти способы описаны в специальной литературе. Очень действенным средством коррекции является введение в петлю ФАПЧ пропорционально-дифференцирующего звена, вносящего положительный (опережающий) фазовый сдвиг и поднимающего усиление петли в области высоких частот. Схема, АЧХ и ФЧХ такого звена показаны на рис. 52,*а—в* соответственно. Частота среза звена и параметр *m* определяются формулами:

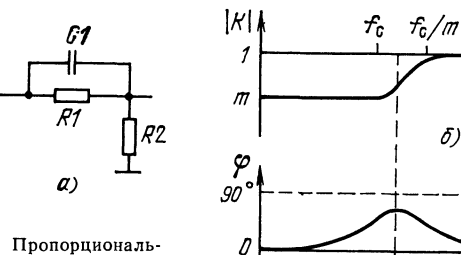


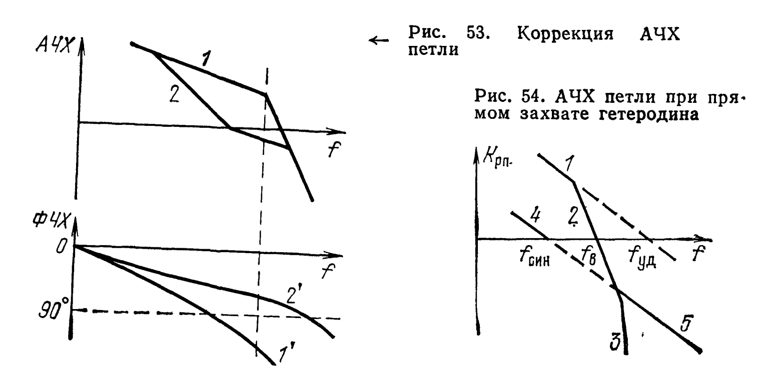
Рис. 52. Пропорционально-дифференцирующее звено:
а — схема; *б* — АЧХ; *в* — ФЧХ

$$f_c=\frac{1}{2\pi R1\,C1},\qquad m=\frac{R2}{R1+R2}.$$

Коэффициент передачи звена на низких частотах меньше единицы и равен *m*, а на высоких частотах — единице. Недостаток пропорционально-дифференци-

рующего звена состоит в том, что его введение уменьшает полосу удержания системы в m раз из-за снижения коэффициента передачи по постоянному току.

Итак, СФД с однозвенным интегрирующим, а тем более с пропорционально-интегрирующим фильтром, устойчивы. Самовозбуждение при сильных сигналах, возникающее из-за паразитных элементов усилителя, можно устранить частотной коррекцией. Тем не менее, в любом случае желательно применять усилители с возможно более широкой полосой пропускания и стараться свести до минимума влияние остальных паразитных емкостей схемы, образующих интегрирующие цепочки. Разумеется, полностью избавиться от крутого участка АЧХ разомкнутой петли в области высоких частот, вызванного наличием паразитных элементов, не удается. Смысл же частотной коррекции состоит в том, чтобы вывести этот крутой участок за пределы полосы пропускания петли. Это иллюстрируется рис. 53, где показаны АЧХ и ФЧХ разомкнутой петли до



← Рис. 53. Коррекция АЧХ петли

Рис. 54. АЧХ петли при прямом захвате гетеродина

коррекции (кривые *1* и *1'*) и после коррекции (кривые *2* и *2'*). Если в первом случае СФД был неустойчив — точка пересечения АЧХ с горизонтальной осью попадала на крутой участок, а фазовый сдвиг на этой частоте превышал —90°, то во втором случае СФД устойчив. Устойчивость достигнута ценой некоторого уменьшения полосы пропускания и глубины ОС.

В случае, когда частотные методы коррекции характеристик петли не дают желаемых результатов, можно использовать еще одно средство.

Прямой захват гетеродина СФД сигналом позволяет практически при любых АЧХ разомкнутой петли обеспечить устойчивую работу системы ФАПЧ. Если в контуре гетеродина, кроме собственных автоколебаний, действует еще и напряжение внешнего сигнала, наблюдается явление захвата, состоящее в синхронизации колебаний гетеродина сигналом (вспомним, например, синхронизацию развертки в осциллографах). Полоса синхронизации прямо пропорциональна амплитуде внешнего сигнала в контуре U_c и определяется формулой:

$$f_{син}=\frac{U_c f_0}{U_0 2Q}, \qquad (27)$$

где U_0 — амплитуда собственных автоколебаний; f_0 — частота гетеродина; Q — добротность контура гетеродина (для RC-генераторов $Q=2$).

В ранних экспериментальных моделях синхронных АМ и ЧМ приемников явление прямого захвата было основным средством синхронизации гетеродина. Можно показать, что системы, использующие прямой захват, полностью экви-

валентны по характеристикам системам ФАПЧ без фильтра и их АЧХ соответствуют рис. 43.

Для осуществления прямого захвата необходимо слабо связать входную цепь СФД с контуром гетеродина, а чтобы не нарушить существующего в СФД сдвига фаз между колебаниями сигнала и гетеродина (90°), эта связь должна быть реактивной: индуктивной или емкостной. Необходимо также проследить, чтобы прямой захват подстраивал фазу гетеродина «в ту же сторону», что и управляющий сигнал петли ФАПЧ. Это легко достигается подбором полярности управляющего напряжения.

Построить асимптотическую характеристику СФД с прямым захватом гетеродина несложно. Сначала строят АЧХ разомкнутой петли ФАПЧ с учетом фильтра и паразитных цепей, как показано на рис. 54, ломаная из отрезков *1*, *2* и *3*. Первый ее излом вызван действием фильтра петли, второй — паразитными цепями. Затем строят АЧХ, соответствующую только прямому захвату. Для этого по формуле (27) определяют полосу прямого захвата, и через точку на горизонтальной оси, соответствующую этой частоте, проводят прямую с наклоном 20 дБ на декаду (прямая *4*—*5*). Амплитудно-частотная характеристика разомкнутой петли всей системы уже получена — она состоит из отрезков *1*, *2* и *5*. Легко видеть, что она соответствует АЧХ СФД с пропорционально-интегрирующим фильтром и допускает сколь угодно большое повышение уровня сигнала (смещение горизонтальной оси вниз) без потери устойчивости. Крутизна отрезка *3*, зависящая от числа паразитных интегрирующих цепей, при этом значения не имеет.

К недостаткам СФД с прямым захватом гетеродина относится невысокая селективность при больших расстройках, так как крутизна высокочастотной части АЧХ определяется явлением прямого захвата и не превосходит 20 дБ на декаду. Если к СФД предъявляется требование высокой селективности, то следует использовать лишь систему ФАПЧ в «чистом виде».

Дополнительная фильтрация сигналов в петле ФАПЧ возможна при включении в петлю, для повышения селективности, дополнительного, например, *LC*-фильтра. Роль этого фильтра могут играть и паразитные интегрирующие цепи. При этом в петле возникает и дополнительный фазовый сдвиг, растущий с частотой и достигающий значения $-n\cdot 90°$ за частотой среза. Здесь n — порядок фильтра, равный крутизне ската его характеристики в дальней, высокочастотной области, отнесенной к единичной крутизне 20 дБ на декаду. Для того, чтобы в этом случае СФД остался устойчивым, необходим некоторый запас по фазе на верхней граничной частоте его полосы пропускания. В СФД с интегрирующим фильтром такого запаса нет, и дополнительный фильтр в нем использовать нельзя. В СФД без фильтра, или с достаточно низкочастотным пропорционально-интегрирующим фильтром запас по фазе может достигать значения 90°, поэтому в такой СФД можно включить дополнительный фильтр n-го порядка с частотой среза f_{LC} по крайней мере в n раз выше верхней частоты полосы пропускания СФД. Это иллюстрирует рис. 55,*а*, где K_{LC} — АЧХ дополнительного фильтра, $K_{\text{рп}}$ — АЧХ разомкнутой петли с этим фильтром.

Частоту среза дополнительного фильтра можно понизить введением в петлю пропорционально-дифференцирующего звена, формирующего горизонтальный участок АЧХ разомкнутой петли в диапазоне частот $f_{\text{в}}$—f_{LC} (рис. 55, *б*). В этом случае должно выполняться неравенство: $f_{LC}/f_{\text{в}}>n/2$, а «ступенька» на АЧХ должна располагаться обязательно ниже горизонтальной оси. Запас на

возможные изменения амплитуды сигнала и коэффициента усиления УПТ в петле полезно оставить не менее 7—10 дБ. Как видно из рис. 55, включение дополнительного фильтра резко сужает диапазон входных сигналов, и СФД становится неустойчив при увеличении уровня сигнала выше расчетного значения.

Для проверки устойчивости при проектировании СФД со сложными типами фильтров необходимо построить АЧХ и ФЧХ всех фильтрующих звеньев петли — основного и дополнительного фильтров, паразитных элементов — и убедиться, что сумма их фазовых сдвигов на всех частотах полосы пропускания

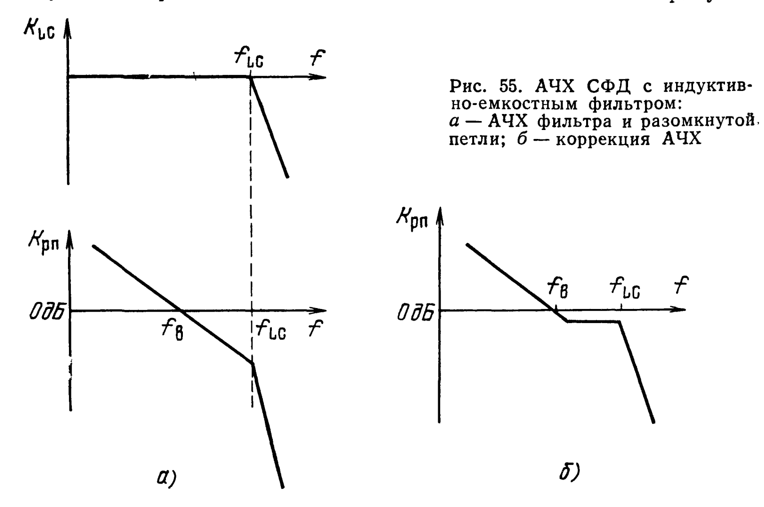


Рис. 55. АЧХ СФД с индуктивно-емкостным фильтром:
а — АЧХ фильтра и разомкнутой петли; *б* — коррекция АЧХ

не превосходит значения —90°. Затем устойчивость следует проверить и при различных уровнях входного сигнала в заданном диапазоне, так как при изменении уровня входного сигнала меняется и полоса пропускания СФД. Как правило, неустойчивость появляется лишь при больших уровнях сигнала, однако бывают и «условно-устойчивые» системы, возбуждающиеся при понижении уровня сигнала. Амплитудно-частотная характеристика разомкнутой петли у таких систем ФАПЧ имеет участки с крутизной выше 40 дБ на декаду внутри полосы пропускания. Разумеется, этого следует избегать.

Мы разобрали методику, позволяющую без применения высшей математики рассчитать, спроектировать СФД и оценить ожидаемые параметры. Здесь открывается много возможностей, и оптимальные варианты построения СФД найдены еще далеко не для всех практических случаев. Примеры практического проектирования СФД для супергетеродинных приемников рассматриваются дальше.

Глава четвертая

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ СФД

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ СУПЕРГЕТЕРОДИННЫХ ПРИЕМНИКОВ С СФД

Наиболее простой и очевидный путь использования СФД в супергетеродинном приемнике ЧМ — это замена им обычного дискриминатора или детектора отношений. Структурная схема приемника в этом случае не отличается от по-

казанной на рис. 3, но блок ЧД будет теперь обозначать СФД, развернутая структурная схема которого дана на рис. 33. К додетекторному тракту в таком приемнике предъявляются те же самые требования, что и в обычном приемнике. Полосу пропускания по ПЧ выбирают около 130 кГц для монофонического и 180—200 кГц для стереофонического приема. Усиление додетекторного тракта должно быть достаточным для того, чтобы обеспечить необходимое входное напряжение СФД. В ряде случаев, при использовании чувствительного СФД, усиление тракта удается значительно снизить. То же самое относится и к селективности тракта, к которой добавляется селективность, присущая СФД. Для перестройки приемника по диапазону, как обычно, изменяется частота первого гетеродина (*ГЕТ* на рис. 3).

Имеется и другая возможность построить супергетеродинный приемник с ФАПЧ, состоящая в том, что управляющее напряжение подводится к первому гетеродину приемника, а гетеродин СФД выполняется на фиксированную частоту. Структурная схема приемника показана на рис. 56. Тракт сигнала со-

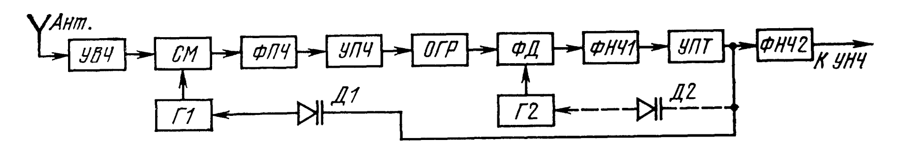


Рис. 56. Структурная схема приемника с СФД и ОСЧ

стоит из *УВЧ*, первого смесителя *СМ*, фильтра ПЧ *ФПЧ, УПЧ*, ограничителя *ОГР*, второго смесителя (фазового детектора) *ФД*, *ФНЧ* и *УПТ*. Цепь управления содержит варикап *Д1*, подключенный к контуру первого гетеродина. Одновременно в этом же гетеродине предусматриваются средства для перестройки приемника по диапазону. Все элементы тракта, кроме УВЧ, входят в петлю ФАПЧ. Для работы системы ФАПЧ не имеет значения то, что сигнал ВЧ преобразуется по частоте дважды — сначала в смесителе *СМ* в сигнал ПЧ, а затем в сигнал ошибки слежения (сигнал постоянного тока и звуковых частот) в смесителе *ФД*. Но коэффициенты передачи всех звеньев тракта необходимо учитывать при расчете системы ФАПЧ.

Покажем, как это сделать. Каждый контур *ПЧ*, имеющий полосу пропускания по уровню 0,7*П*, эквивалентен интегрирующей *RC*-цепочке с частотой среза $f_{ср}=П/2$ в обычной системе ФАПЧ. Поскольку подобных звеньев в тракте может быть и много, крутизна АЧХ разомкнутой петли на высоких частотах получается большой. Это должно приводить к потере устойчивости петли при сильных сигналах. Положение исправляет ограничитель, позволяющий установить такой уровень сигнала на фазовом детекторе *ФД*, чтобы коэффициент усиления по разомкнутой петле был меньше единицы на частотах, где начинается крутой участок АЧХ разомкнутой петли. Благодаря ограничителю приемник может устойчиво работать в большом диапазоне входных сигналов. Однако, количество контуров в тракте ПЧ все-таки ограничено числом $n<П/f_в$, где $f_в$ обозначает граничную частоту полосы пропускания замкнутой петли ФАПЧ. Заметим, что эта формула встречалась ранее дважды — при расчете допустимого числа контуров в приемнике с ОСЧ [формула (12)] и допустимого порядка *LC*-фильтра в СФД. Для компенсации нежелательного подъема эквивалентной АЧХ замкнутой петли в области высоких частот, а также для дальнейшего по-

вышения селективности и помехоустойчивости на выходе приемника (рис. 56) устанавливается фильтр нижних частот *ФНЧ2*.

Более совершенны приемники, в которых управляются оба гетеродина одним и тем же сигналом с выхода *УПТ*. Цепь управления второго гетеродина, включающая варикап *Д2*, показана на рис. 56 штриховыми линиями. Такое устройство является приемником с ОСЧ, в котором вместо обычного *ЧД* установлен СФД. Подбирая крутизну характеристик управления первого и второго гетеродинов, можно получить максимальный пороговый выигрыш в помехоустойчивости для данных условий приема. В устройстве используются как достоинства ОСЧ, позволяющей «размодулировать» широкополосный входной ЧМ сигнал до невысокого индекса модуляции, так и достоинства СФД, состоящие в точном отслеживании частоты «размодулированного» сигнала. Чем меньше отношение сигнал-шум на входе, тем большую долю слежения за частотой должен выполнять первый гетеродин *Г1*. В пределе индекс модуляции в тракте ПЧ для всех частот модуляции должен быть близок к единице, а сама модуляция в тракте ПЧ — близка к фазовой. Тогда фазовый детектор *ФД* будет по сути дела синхронным детектором, имеющим очень низкий порог. Порог же всей системы будет определяться модуляцией гетеродина *Г1* шумами с выхода приемника. Подобный приемник, в принципе, может обеспечить помехоустойчивость, близкую к теоретически достижимой.

При приеме монофонического радиовещательного сигнала выигрыш по сравнению с обычным приемником может достичь 10—12 дБ, особенно при ограничении диапазона звуковых частот сверху. При стереофоническом приеме практически никакого выигрыша по сравнению с обычным приемником получить нельзя, поскольку ширина спектра стереосигнала (46 кГц) почти равна максимальной девиации частоты (50 кГц) и сузить полосу ЧМ сигнала за счет действия ОСЧ или за счет следящих свойств СФД невозможно.

К недостаткам приемника с двойным управлением относится наличие двух гетеродинов и, значит, возможность появления комбинационных помех из-за биений их гармоник при недостаточной взаимной экранировке и развязке по цепям питания. Этого недостатка не имеет приемник со структурной схемой, показанной на рис. 57. В нем используется только один гетеродин *Г*, служа-

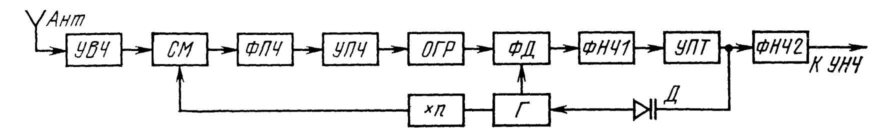


Рис. 57. Структурная схема приемника с умножением частоты подстраиваемого гетеродина

щий гетеродином СФД. Его сигнал подается на фазовый детектор *ФД* и одновременно на умножитель частоты с кратностью умножения *n*.

Умноженный по частоте сигнал подается на первый смеситель *СМ* как гетеродинный. Возможно и другое решение — использовать гетеродин первого преобразователя частоты, поделить его частоту цифровым счетчиком в *n* раз и полученное напряжение использовать как опорное в СФД. По результатам оба решения эквивалентны. Крутизна управления гетеродинной частотой первого преобразователя получается в *n* раз больше, чем второго. Коэффициент *n* определяет и значение ПЧ. Например, при $n=6$ и принимаемом диапазоне ча-

стот 65,8—73 МГц ПЧ должна изменяться от 9,4 до 10,43 МГц. В этом же диапазоне должен перестраиваться и гетеродин *Г* (рис. 57). Контуры ПЧ можно сделать как перестраиваемыми, так и широкополосными, в зависимости от требований к селективности приемника и «заселенности» эфира станциями. Допустимое число контуров в зависимости от их полосы пропускания определяется формулой (12).

Приемники, выполненные по описанным структурным схемам, еще не получили широкого применения, поэтому в дальнейшем изложении будем ориентироваться на первый вариант приемника с неуправляющимся первым гетеродином и СФД, выполненным, как обычно, по схеме рис. 33. Перейдем теперь к описанию отдельных узлов структурной схемы СФД.

УПРАВЛЯЕМЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

В качестве управляемых по частоте гетеродинов в СФД применяются как *LC*-генераторы с варикапом, включенным в контур, так и *RC*-генераторы, выполненные по схеме самовозбуждающегося мультивибратора. *LC*-генераторы можно использовать на любых частотах, вплоть до сотен мегагерц. Стабильность частоты этих генераторов достаточно высока (порядка 10^{-3}—10^{-4}), диапазон перестройки может достигать 10—30% от средней частоты. Однако линейность характеристики управления получается невысокой из-за большой нелинейности вольт-фарадной характеристики варикапа.

Диапазон применения *RC*-генераторов ограничен промежуточными частотами (до примерно 10 МГц). Стабильность их частоты невысока (около 10^{-2}), а диапазон перестройки может быть очень большим. Эти генераторы отличаются высокой линейностью характеристики управления.

Простой *LC*-генератор можно собрать по схеме индуктивной трехточки, показанной на рис. 58. Колебательный контур генератора образован катушкой

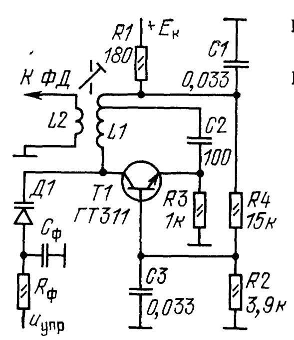


Рис. 58. Управляемый *LC*-гетеродин

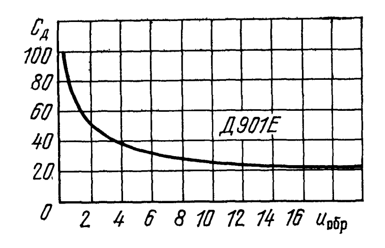


Рис. 59. Зависимость емкости варикапа от напряжения

L1 и емкостью варикапа *Д1*. Контур включен в коллекторную цепь транзистора *T1*. Напряжение ОС снимается с отвода контурной катушки и подается в цепь эмиттера транзистора. Поскольку транзистор включен по схеме с общей базой, генератор может работать на частотах, близких к предельной частоте генерации транзистора. Режим транзистора по постоянному току жестко стабилизирован делителем напряжения в цепи базы *R2*, *R4* и эмиттерным резистором *R3*. Для перестройки по частоте на варикап *Д1* подается изменяющееся напря-

жение смещения. Пределы перестройки можно рассчитать, пользуясь известной формулой Томсона для резонансной частоты колебательного контура:

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_к+C_м+C_д)}}, \qquad (28)$$

где L — индуктивность контурной катушки $L1$; $C_к$ — емкость коллекторного перехода транзистора; $C_м$ — емкость монтажа; $C_д$ — емкость варикапа.

Индуктивность в эту формулу подставляется в генри, емкость — в фарадах, при этом частота генерации получается в герцах. Емкости коллекторного перехода транзистора и варикапа берут из справочников, емкость монтажа обычно не превышает 5—10 пФ ($5-10\cdot10^{-12}$ Ф). Для определения емкости варикапа необходимо взять верхнее и нижнее значения управляющего напряжения и вычислить напряжения на переходе как разность между коллекторным и управляющим напряжением. Эти два значения напряжения на переходе дадут два значения емкости варикапа, которые и определяют границы перестройки генератора по частоте.

Типичная зависимость емкости (в пикофарадах) варикапа от напряжения (в вольтах) показана на рис. 59. График построен для варикапа Д901Е, однако характер зависимости емкости от напряжения на переходе $u_{обр}$ одинаков для любых типов варикапов. Поэтому графиком можно пользоваться для всех варикапов, изменив лишь масштаб вертикальной оси, на которой отложена емкость варикапа $C_д$. Для изменения масштаба достаточно знать лишь одно значение емкости варикапа, например, при обратном напряжении на переходе $u_{обр}=4$ В, которое обычно и дается в справочниках. Менее точно емкость варикапа можно определить по приближенной формуле:

$$C_д=\frac{2C_0}{\sqrt{u_{обр}}}, \qquad (29)$$

где C_0 — номинальная емкость варикапа при напряжении на переходе $u_{обр}=4$ В. Емкость в этой формуле выражается в пикофарадах, а напряжение — в вольтах.

При проектировании генератора необходимо предусмотреть, чтобы обратное напряжение на варикапе не снижалось ниже 3—4 В, иначе высокочастотное напряжение на переходе варикапа может оказаться больше напряжения смещения. Это приведет к тому, что варикап будет проводить в прямом направлении на пиках высокочастотных колебаний, что в свою очередь вызовет уменьшение амплитуды генерируемого напряжения на нижнем краю диапазона перестройки. Кроме того, расчетный диапазон перестройки не удастся реализовать, так как варикап получит дополнительное смещение из-за выпрямления части высокочастотного напряжения. Описанные эффекты почти полностью устраняются, если для перестройки использовать два варикапа, включенные встречно-последовательно, как показано на рис. 60. По этому же принципу изготавливаются и варикапные матрицы. Общая емкость последовательно включенных варикапов уменьшается вдвое.

Данные катушки $L1$ зависят от выбранного диапазона частот. Отвод к конденсатору $C2$ делается от 1/4—1/5 общего числа витков, считая от верхнего (по схеме) вывода катушки. Число витков катушки связи $L2$ определяется напряжением, требуемым для нормальной работы *ФД*. Налаживание генерато-

ра сводится к установке требуемой частоты с помощью сердечника катушки *L1*, или (при больших отклонениях) подбором числа ее витков.

Если диапазон перестройки генератора получается слишком большим, его можно уменьшить, увеличив общую емкость контура, подключая параллельно катушке *L1* дополнительные конденсаторы постоянной емкости. В этом случае, однако, целесообразно выполнить генератор по схеме, обеспечивающей большую стабильность частоты.

Пример подобной схемы показан на рис. 61. Колебательный контур генератора образован катушкой *L1* и последовательно включенными конденсаторами *C1—C4*. Варикап *Д1* подключен параллельно конденсатору *C1*. Высокая стабильность частоты получается благодаря слабой связи транзистора *T1* с контуром генератора. Кроме того, для повышения стабильности на выходе генератора включен буферный каскад — эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе *T2*. Выходной П-образный фильтр нижних частот *L2C7C8* служит для ослабления гармоник.

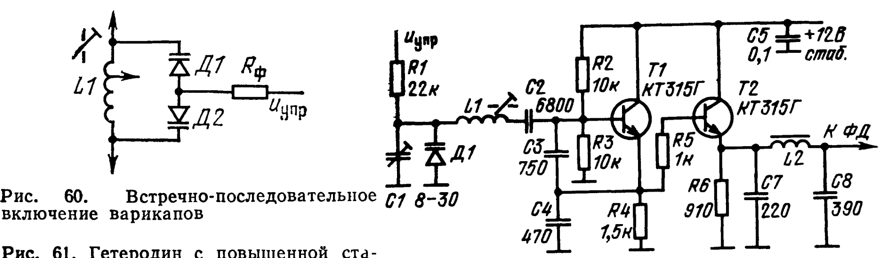


Рис. 60. Встречно-последовательное включение варикапов

Рис. 61. Гетеродин с повышенной стабильностью (диод *Д1* типа Д901Е)

При изменении управляющего напряжения от 3 до 12 В частота генератора изменяется в пределах 5,1—5,6 МГц. Выходное напряжение генератора составляет 1—1,5 В. Катушка *L1* содержит 40 витков провода ПЭЛШО-0,25, намотанных виток к витку на каркасе диаметром 12 мм и снабжена подстроечным сердечником из карбонильного железа. Катушка *L2* намотана на ферритовом кольце диаметром 7 мм из феррита 150НН и содержит 15 витков такого же провода.

При налаживании генератора прежде всего следует убедиться в наличии устойчивой генерации во всем диапазоне управляющих напряжений. Если генерация отсутствует хотя бы в части диапазона или если выходное напряжение сильно падает на низкочастотном краю диапазона, следует уменьшить емкость конденсаторов *C3* и *C4* или заменить транзистор *T1* на более высокочастотный. Затем с помощью подстроечного конденсатора *C1* и сердечника катушки *L1* устанавливают требуемый диапазон перестройки генератора.

В некоторых случаях желательна стабилизация амплитуды выходного напряжения управляемого генератора. Дело в том, что при значительных пределах изменения частоты изменяется и добротность и эквивалентное резонансное сопротивление контура генератора, что, в свою очередь, приводит к изменению амплитуды генерируемых колебаний. Для устранения этого нежелательного явления полезны следующие меры: тщательный подбор обратной связи, подбор режима генераторного транзистора, ослабление связи с нагрузкой. Очень эффективной мерой является шунтирование контура генератора двумя кремниевы-

ми диодами, включенными встречно-параллельно. Амплитуда генерируемых колебаний в контуре в этом случае будет равна 0,5 В. Для увеличения стабилизированной амплитуды несколько диодов можно включить последовательно, как показано на рис. 62. С этой же целью диоды можно подключить к отводу контурной катушки.

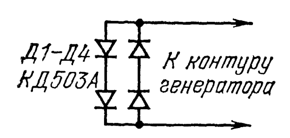


Рис. 62. Схема стабилизации амплитуды

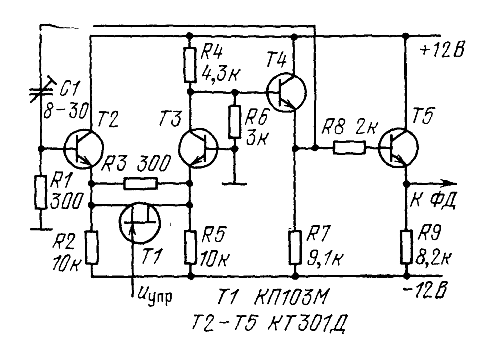


Рис. 63. Управляемый *RC*-гетеродин

Обычно *RC*-генераторы выполняют на нескольких транзисторах по схеме самовозбуждающегося мультивибратора. Частота генерации может управляться либо изменением напряжения смещения транзисторов, либо с помощью управляемых резисторов. Одна из возможных схем *RC*-генератора, работающего на частоте 6,5 МГц, приведена на рис. 63. Основой генератора является дифференциальный каскад, собранный на транзисторах *Т2* и *Т3*. Обратная связь подается с выхода эмиттерного повторителя (*Т4*) на вход дифференциального каскада через емкость конденсатора *С1*. Для изменения частоты генерации служит управляемый резистор — канал полевого транзистора *Т1*. Управляющее напряжение подается на затвор этого транзистора. Оно должно быть отрицательным по отношению к общему проводу. Выходной эмиттерный повторитель — транзистор *Т5* — служит для уменьшения влияния нагрузки на частоту генерации. Настройка генератора проста и сводится к установке требуемой частоты с помощью подстроечного конденсатора *С1*. При использовании более высокочастотных транзисторов, например типов КТ312 или КТ315, возможна работа генератора и на частоте 10,7 МГц.

ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Как уже говорилось, фазовыми детекторами могут служить устройства, выполненные по схемам рис. 14, 17 и 18, если напряжением $u_г$ является напряжение управляемого генератора. Предпочтительнее, тем не менее, использовать специальные схемы ФД, предназначенные именно для этой цели. Простейший балансный ФД показан на рис. 64. Напряжение сигнала $u_с$ подается на диоды детектора *Д1* и *Д2* в противофазе, а напряжение гетеродина $u_г$ — в фазе. Парафазное продетектированное напряжение выделяется на нагрузочных цепочках *R1C2* и *R2C3*. Оно подается на дифференциальный усилитель постоянного тока, которым может служить операционный усилитель.

Работу детектора можно пояснить следующим образом. Положительная полуволна гетеродинного напряжения отпирает оба диода, и напряжение сигнала, имеющееся в этот момент на катушке *L2*, оказывается приложенным к

нагрузке. Отрицательная полуволна запирает диоды и изолирует напряжение сигнала от нагрузки. В остальном работа детектора происходит так, как показано на рис. 34—36. Из сравнения схем рис. 34 и 64 можно заключить, что для работы ФД достаточно лишь одного диода, например *Д1*. Однако в этом случае на нагрузке *R1C2* выделится выпрямленное напряжение гетеродина и сильно сместит «нуль» усилителя постоянного тока. В балансной схеме диод *Д2* выпрямляет точно такое же напряжение, и разность постоянных напряжений (в отсутствие сигнала) на нагрузках *R1C2* и *R2C3* равна нулю.

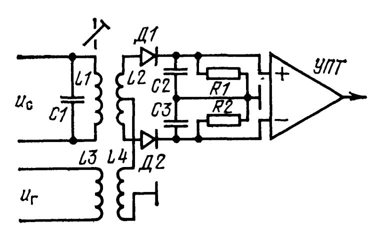


Рис. 64. Балансный ФД

При неполной компенсации выпрямленных напряжений на нагрузках *УПТ* будет разбалансироваться при случайных изменениях амплитуды гетеродинного напряжения. Поэтому для данной схемы важен точный подбор диодов по параметрам. Подбирать диоды следует тем точнее, чем выше коэффициент усиления *УПТ*.

Фазовый детектор не должен непосредственно выпрямлять не только напряжение гетеродина, но и напряжение сигнала. Хотя для нормальной работы детектора последнее выбирается значительно меньше напряжения гетеродина, возможен разбаланс детектора при перегрузках детектора сигналом. В детекторе, показанном на рис. 64, разбалансировки *УПТ* из-за выпрямления сигнала также не происходит при строгой идентичности характеристик диодов и при строгой симметрии катушки связи *L2*.

В СФД с большой чувствительностью, где коэффициент усиления *УПТ* велик, а следовательно, велика опасность его разбаланса, целесообразно применять специальные типы недетектирующих ФД. К ним относится детектор на встречно-параллельных диодах, схема которого показана на рис. 65. Вольт-амперная характеристика диодов, включенных встречно-параллельно, приближенно описывается уравнением кубической параболы (рис. 66): $i=Au+Bu^3$. Для сравнения на том же рисунке показана штриховой линией характеристика одного диода. На встречно-параллельные диоды подается сумма напряжений

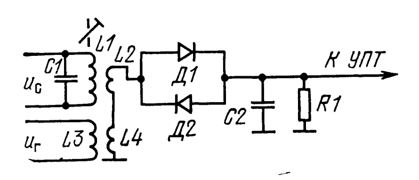


Рис. 65. Фазовый детектор на встречно-параллельных диодах

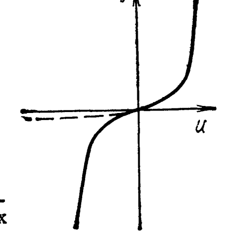


Рис. 66. Вольт-амперная характеристика встречно-параллельных диодов

сигнала и гетеродина: $u=U_c\cos\omega_c t+U_г\cos\omega_г t$. Подставив это выражение в уравнение, описывающее характеристику встречно-параллельных диодов, легко убедиться, что в цепи нагрузки будут протекать токи частот сигнала ω_c, гетеродина $\omega_г$ и продуктов преобразования с частотами $2\omega_г\pm\omega_c$. Если напряже-

ние гетеродина $U_г$ намного больше, чем напряжение сигнала U_c (обычно это выполняется), то амплитуда остальных продуктов преобразования оказывается пренебрежимо малой. Блокировочный конденсатор *C2* замыкает все высокочастотные токи, и в нагрузке протекает лишь ток разностной частоты:

$$i = \frac{8}{4} B U_c U^2_г \cos(2\omega_г - \omega_c)t.$$

Физически работу детектора можно пояснить следующим образом. При переходе напряжения гетеродина через нуль оба диода закрыты и ток в цепи отсутствует. На пиках как положительной, так и отрицательной полуволн гетеродинного напряжения один из диодов проводит и источник сигнала оказывается подключенным к нагрузке. Таким образом, детектор работает как ключ, замыкающий цепь с частотой, равной удвоенной частоте гетеродина. Когда частота замыканий «ключа» близка к частоте сигнала, в нагрузке выделяются биения с разностной частотой $2\omega_г - \omega_c$ или $\omega_c - 2\omega_г$. Если же частота замыканий ключа совпадает с частотой сигнала, в нагрузке выделяется постоянное напряжение, т. е. происходит синхронное детектирование сигнала. Полярность этого напряжения положительна, если моменты замыканий «ключа» совпадают с положительными полуволнами сигнала, и отрицательна в противном случае. Если же моменты замыканий «ключа» совпадают с переходами сигнала через нуль, напряжение в нагрузке отсутствует. Таким образом, работа детектора происходит в соответствии с рис. 35, его характеристика подобна изображенной на рис. 36, а выходное напряжение дается формулой (13).

Описанный детектор имеет два важных достоинства. Во-первых, благодаря настройке гетеродина на частоту, равную половине частоты сигнала, практически полностью устраняется «просачивание» гетеродинного напряжения на вход ФД. Это значительно улучшает балансировку и стабильность «нуля» фазового детектора. Во-вторых, встречно-параллельные диоды не детектируют ни напряжение гетеродина, ни напряжение сигнала. Следовательно, включенный за фазовым детектором УПТ не будет разбалансироваться при изменении упомянутых напряжений.

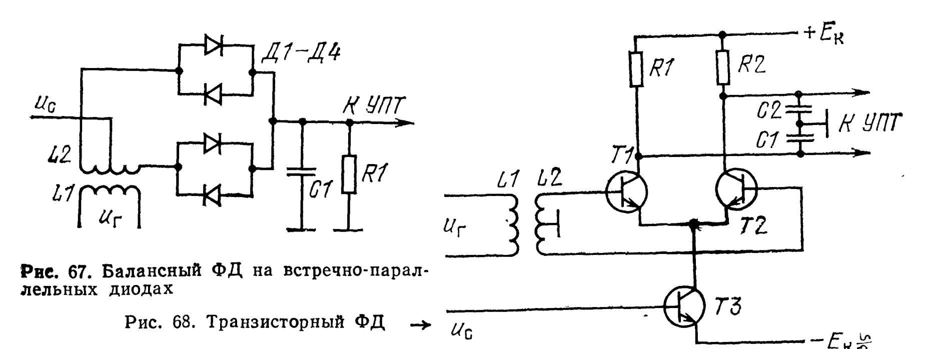


Рис. 67. Балансный ФД на встречно-параллельных диодах

Рис. 68. Транзисторный ФД →

Для дальнейшего улучшения развязки входных и гетеродинных цепей ФД целесообразно применить балансную схему на встречно-параллельных диодах, показанную на рис. 67. Здесь напряжение гетеродина подводится симметрично к двум парам встречно-параллельных диодов. В результате напряжение гетеродина на средней точке катушки связи *L2* отсутствуют. Кроме того, отсут-

ствуют и потери сигнала в цепи связи с гетеродином. Возможны и другие модификации схемы на встречно-параллельных диодах, отличающиеся способом подачи напряжений сигнала и гетеродина.

В описанных ФД напряжение гетеродина, подводимое к диодам, должно составлять 0,6—0,7 В, если используются кремниевые диоды, и 0,25—0,3 В, если используются германиевые. Увеличение напряжения гетеродина снижает коэффициент передачи детектора, так как уменьшается период времени, в течение которого оба диода закрыты. Уменьшение гетеродинного напряжения также снижает коэффициент передачи из-за возрастания прямого сопротивления диодов. При оптимальном напряжении гетеродина длительность периода, когда один из диодов проводит, примерно равна длительности периода, когда оба диода закрыты. Коэффициент передачи детектора при этом достигает 0,5—0,6.

Фазовый детектор можно выполнить и на транзисторах. На рис. 68 показана схема балансного фазового детектора, выполненного на основе дифференциального усилителя. В нем очень удобно использовать интегральные микросхемы. Напряжение сигнала подводится к базе токозадающего транзистора *Т3* (цепи смещения на рисунке не показаны) и синфазно изменяет ток транзисторов дифференциальной пары *Т1 Т2*. В то же время напряжение гетеродина подводится к базам транзисторов *Т1* и *Т2* противофазно. Оно не изменяет суммарный ток через транзисторы, лишь перераспределяя его между транзисторами *Т1* и *Т2*. Если положительные полуволны сигнала, вызывающие увеличение общего тока, совпадают по времени с положительными полуволнами напряжения гетеродина на базе транзистора *Т1*, то средний ток через этот транзистор получается больше, чем через транзистор *Т2*. Напряжение на его коллекторе падает, а на коллекторе *Т2* растет, и на *УПТ* поступает сигнал постоянного тока положительной полярности. Если теперь фазу одного из сигналов изменить на обратную, то возрастет средний ток транзистора *Т2* и полярность выходного сигнала также изменится на обратную. В случае же, когда сигналы на входах находятся в квадратуре (поступают со сдвигом фазы 90°), средний ток через транзисторы *Т1* и *Т2* одинаков и напряжение между их коллекторами отсутствует. Конденсаторы *С1* и *С2* сглаживают высокочастотные пульсации выходного напряжения.

В данном ФД сигнал можно подвести и к базам дифференциальной пары транзисторов, а напряжение гетеродина — к токозадающему транзистору. Этот вариант особенно рекомендуется при больших уровнях сигнала. Тогда транзисторы *Т1* и *Т2* будут работать в ключевом режиме, обеспечивая симметричное двустороннее ограничение сигнала.

Транзисторные ФД используются в описанных ниже СФД для супергетеродинных приемников, обеспечивая, кроме фазового детектирования, еще и усиление сигнала.

Балансный ФД на транзисторах, выполненный по схеме рис. 68, обеспечивает на выходе подавление компонент с частотой сигнала, подаваемого на токозадающий транзистор, но не подавляет сигнала, подаваемого на дифференциальный вход. Компоненты с частотой этого сигнала и ее гармоник ослабляются на выходе только сглаживающими конденсаторами *С1* и *С2*. В ряде случаев желательна балансировка детектора по обоим входам, что позволяет уменьшить емкости сглаживающих конденсаторов и таким путем расширить

полосу пропускания всей петли ФАПЧ. Это особенно важно при относительно низких частотах входного сигнала и гетеродина.

Наибольшую чистоту выходного спектра обеспечивают двойные балансные смесители, к которым относится кольцевой диодный ФД. Его схема показана на рис. 69. От простого балансного детектора он отличается включением в

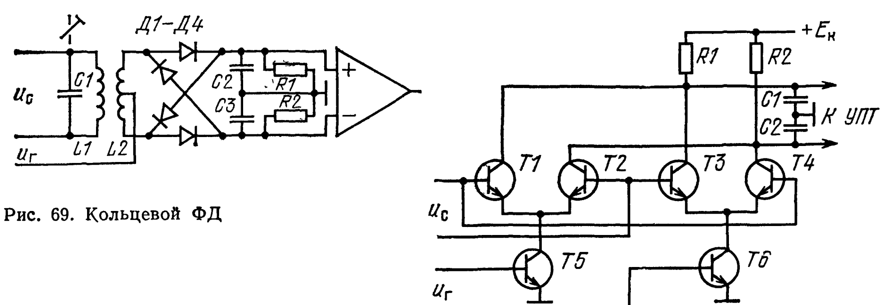


Рис. 69. Кольцевой ФД

Рис. 70. Двойной балансный ФД →

скрещенные ветви еще двух диодов. Благодаря этому кольцевой детектор представляет собой сбалансированный мост, для сигналов, подаваемых на оба входа. На выходе выделяется только постоянный ток и суммарная частота, равная, в случае ФД, удвоенной частоте входных сигналов. К недостаткам кольцевого диодного детектора относится низкое входное и выходное сопротивление и коэффициент передачи, меньший единицы.

Упрощенная схема двойного балансного ФД на транзисторах, обеспечивающего кроме детектирования еще и усиление сигнала, показана на рис. 70. Здесь два балансных детектора, подобных показанному на рис. 68, включены противофазно по обоим входам и синфазно по выходам. Если в первом детекторе перемножаются сигналы $U_c \sin(\omega t+\varphi)$ и $\sin \omega t$, то во втором $-U_c \sin(\omega t+\varphi)$ и $-\sin \omega t$. Произведение инвертированных входных сигналов дает точно такой же результат, как и произведение неинвертированных [см. формулу (13)]. При синфазном сложении выходных напряжений получается $u_{вых}=2k_{фд}U_c \cos \varphi$.

Двойной балансный ФД требует подачи симметричных (относительно общего провода) сигналов на оба входа. Практически он выполняется чаще всего в виде интегральной микросхемы. Можно использовать и две отдельные микросборки, например типов К1УТ221 или К2УС282, или им подобные, добавив в схеме рис. 70 необходимые цепи смещения. Наконец, можно использовать и согласованные пары транзисторов, например, типа К159НТ1, одну в качестве *Т1 Т2*, другую как *Т3 Т4*, третью в качестве токозадающих транзисторов.

ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ И УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Основные разновидности фильтров, применяемых в СФД, уже были рассмотрены. К ним относятся интегрирующий и пропорционально-интегрирующий *RC*-фильтры. При проектировании СФД необходимо лишь иметь в виду, что в УПТ уже имеются несколько паразитных интегрирующих *RC*-цепочек. Их число обычно равно числу каскадов усилителя. Поэтому из условий устойчивости

предпочтение следует отдавать усилителям, содержащим меньшее число каскадов при необходимом усилении. Основной пропорционально-интегрирующий фильтр рекомендуется устанавливать не на выходе, а на входе УПТ. Это снижает уровень высокочастотных помех в УПТ, а следовательно, и уменьшает вероятность перегрузки усилителя сильными мешающими сигналами.

В качестве УПТ лучше всего использовать операционные усилители в интегральном исполнении. При применении УПТ на дискретных элементах возрастает температурный дрейф «нуля» усилителя из-за неидентичности характеристик входных транзисторов. В любом случае на входе УПТ необходимо устанавливать дифференциальный каскад, отличающийся малым дрейфом. Транзисторы для этого каскада лучше взять из одной партии. Этими мерами удается снизить общий дрейф усилителя до 10—20 мкВ/град. Напомним, что дрейф УПТ измеряется напряжением, которое необходимо подвести к его входу, чтобы скомпенсировать разбаланс, возникающий при нагреве усилителя на 1°.

В качестве примера на рис. 71 приведена схема дифференциального УПТ, выполненного на биполярных транзисторах типов КТ315Г и КТ316Г. Первый каскад усилителя собран на транзисторах *Т1* и *Т2* по параллельно-балансной схеме. Вместо общего эмиттерного резистора использован генератор тока, выполненный на транзисторе *Т3*. Повышенная стабильность каскада получается благодаря тому, что любой дестабилизирующий фактор (изменение напряжения питания, температуры и т. д.) воздействует в равной мере на оба транзистора *Т1* и *Т2*. При этом разность их коллекторных потенциалов изменяется мало. Для балансировки усилителя служит резистор *R3*. Второй каскад (разностный), собранный на транзисторах *Т4* и *Т5*, служит для преобразования балансного выходного сигнала первого каскада в однополярный, и для дальнейшего усиления этого сигнала. Поскольку требования к стабильности этого каскада значительно ниже, токозадающим элементом каскада служит резистор *R7*.

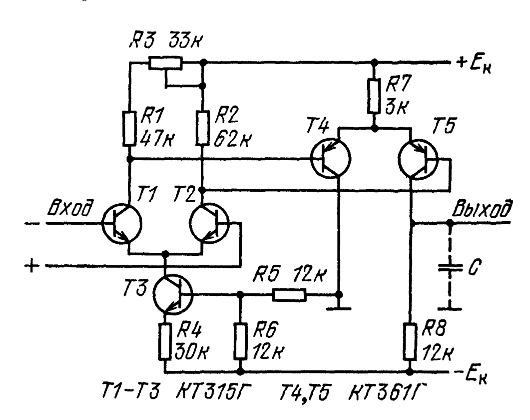


Рис. 71. Транзисторный УПТ

При напряжении питания 24 В усилитель имеет коэффициент усиления не менее 2000, выходное напряжение не менее ±10 В, входной ток не более 5 мкА. Сопротивление нагрузки усилителя не должно быть ниже 10 кОм. Для его снижения на выходе усилителя можно включить эмиттерный повторитель. Коррекция АЧХ усилителя достигается подключением емкости *С*, образующей вместе с сопротивлением резистора *R8* интегрирующий фильтр с крутизной среза 20 дБ на декаду. Для компенсации действия паразитных емкостей схемы последовательно с конденсатором *С* полезно включить резистор с небольшим сопротивлением.

СИНХРОННО-ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ПРИЕМНИКА

Этот детектор предназначен для замены детектора отношений в приемнике, имеющем стандартные УКВ блок и тракт ПЧ. Поскольку в супергетеродинном приемнике принимаемый сигнал хорошо фильтруется и ограничивается по амплитуде в тракте ПЧ, от СФД не требуется высокой избирательности и большого диапазона входных сигналов. Следовательно, имеются широкие возможности для оптимизации характеристик петли ФАПЧ.

Расчет детектора начнем с выбора формы АЧХ разомкнутой петли. Выберем ее такой, как показано на рис. 48, обеспечив тем самым максимальную глубину ОС в полосе пропускания. Принимая значение динамической ошибки слежения $\Delta\varphi=0{,}35$, определяем по формуле (23) глубину ОС на верхней частоте диапазона, занимаемого комплексным стереосигналом (46 кГц):

$$L_{в}=\frac{\Delta f}{\Delta\varphi f}-1=\frac{50}{0{,}35\cdot 46}-1=2{,}2\ (7\ дБ).$$

При этом полоса пропускания петли (см. рис. 48) может быть всего на 3,5 дБ (в 1,5 раза) шире полосы сигнала, т. е. можно принять $f_{в}=70$ кГц. Учитывая также, что на верхней частоте звукового спектра (15 кГц) желательно иметь глубину ОС не менее 15—20 дБ, что обеспечит малые нелинейные искажения, выбираем следующие значения параметров петли:

$$f_{с}=15\ кГц,\quad f_{в}=75\ кГц,\quad m=0{,}2\quad и\quad f_{уд}=0{,}375\ МГц.$$

Приняв уровень входного сигнала равным 0,1 В и крутизну характеристики управления варикапа 0,5 МГц/В, находим общий коэффициент передачи ФД и УПТ по формуле (16)

$$K_{фд}K_{0}=\frac{f_{уд}}{qU_{с}}=\frac{0{,}375}{0{,}5\cdot 0{,}1}=7{,}5.$$

Здесь достаточно одного каскада усиления по постоянному току. Выберем интегральную микросхему К2УС282, представляющую собой однокаскадный дифференциальный усилитель на транзисторах 2Т307. Сопротивление коллекторных нагрузок в этой интегральной микросхеме равно 680 Ом. Этим сопротивлением будет служить резистор *R1* пропорционально-интегрирующего фильтра (см. рис. 46,*а*). Находим параметры остальных элементов фильтра:

$$R2=\frac{mR1}{1-m}=170\ Ом,\qquad C=\frac{1}{2\pi f_{с}(R1+R2)}=0{,}013\ мкФ.$$

Для обеспечения устойчивости необходимо, чтобы суммарная постоянная времени всех паразитных цепей не превосходила значения, определяемого по формуле (26): $\tau_{п}<2{,}5$ мкс. Это требование легко выполняется с большим запасом.

Схема детектора, выполненного в соответствии с проведенным расчетом, показана на рис. 72. Ограничение амплитуды входного сигнала на уровне 0,5 В обеспечивает включенные встречно-параллельно кремниевые диоды *Д1* и *Д2*. Они подключены параллельно выходному контуру тракта ПЧ. Интегральная микросхема 2УС282 работает одновременно как ФД, гетеродин и УПТ.

Гетеродин выполнен по схеме с емкостной ОС на токозадающем транзисторе интегральной микросхемы. Контур гетеродина *L3C3C4Д3Д4* с помощью сер-

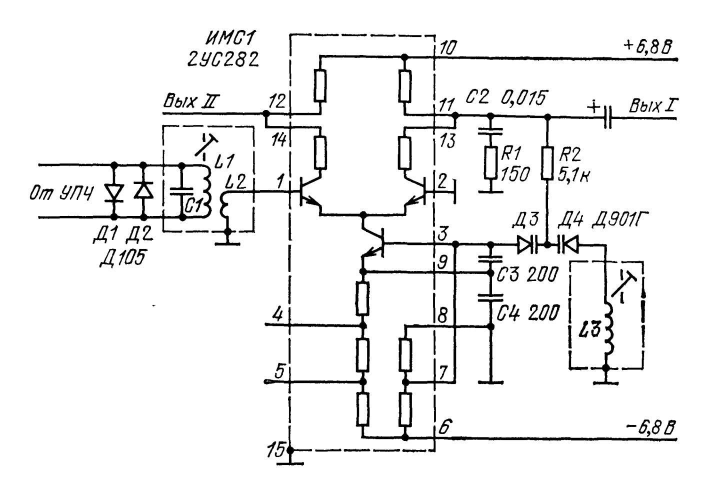


Рис. 72. Принципиальная схема СФД супергетеродинного приемника

дечника катушки L3 настраивается на среднюю частоту полосы пропускания тракта ПЧ приемника 10,7 МГц. Два верхних транзистора микросхемы образуют ФД и УПТ. Пропорционально-интегрирующий фильтр состоит из резистора коллекторной нагрузки микросхемы (680 Ом) и цепочки *R1C2.*

Отфильтрованное напряжение подается через резистор *R2* на варикапы *Д3*, *Д4*, управляющие частотой гетеродина. Это же напряжение используется как выходное и поступает на стереодекодер или УНЧ. В последнем случае на выходе детектора включается цепочка стандартной коррекции. Выходное напряжение можно снять и с коллекторной нагрузки другого транзистора дифференциальной пары.

Питание интегральной микросхемы осуществляется от двуполярного источника постоянного напряжения ±6,8 В. Катушки *L1* и *L3* использованы от контуров ПЧ трактов приемников ЧМ заводского изготовления. Число витков катушки связи *L2* в три раза меньше числа витков контурной катушки *L1*.

Заметим, что применение ПЧ 6,8 МГц нежелательно, так как при этом десятая гармоника гетеродина детектора попадает в радиовещательный УКВ диапазон, создавая помеху на частоте 68 МГц. В любом случае следует обеспечить хорошую экранировку детектора и развязку его по цепям питания во избежание появления комбинационных помех из-за биений сигналов двух гетеродинов приемника.

При экспериментальной проверке детектора были получены результаты, близкие к расчетным. Полоса удержания составила ±0,4 МГц при амплитуде входного сигнала на выводе 1 интегральной микросхемы около 0,1 В.

ТРАКТ ПЧ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Данное устройство разработано Б. Павловым и предназначено для УКВ приемников с высокой чувствительностью и помехоустойчивостью. Оно обеспечивает демодуляцию ЧМ сигнала с уровнем на 2 дБ ниже уровня шумов УКВ блока. В устройство входят фильтр с сосредоточенной селекцией (ФСС), УПЧ и СФД.

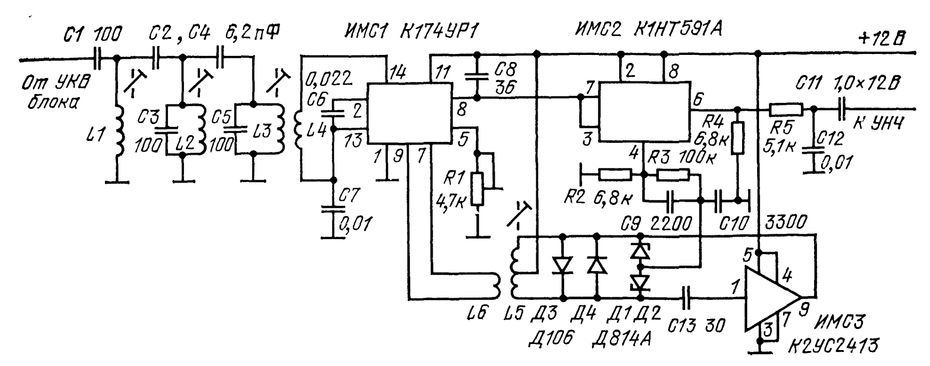


Рис. 73. Принципиальная схема тракта ПЧ на интегральных микросхемах

Принципиальная схема тракта показана на рис. 73. Сигнал с выхода УКВ блока подается на трехзвенный ФСС *L1—L4*, *C1—C5*, настроенный на ПЧ 6,5 МГц и далее на интегральную микросхему *ИМС1*. В нее входят УПЧ и ФД.

Гетеродин выполнен на интегральной микросхеме *ИМС3*, представляющей собой каскодный усилитель. Контур гетеродина образован катушкой *L5* и емкостью стабилитронов *Д1*, *Д2*, выполняющих функцию варикапов. Для стабилизации амплитуды колебаний гетеродина параллельно контуру подключены встречно-параллельные диоды *Д3*, *Д4*. Напряжение с выхода ФД подается на два эмиттерных повторителя (интегральная микросхема *ИМС2*). Через один из них оно поступает на выход тракта и далее на УНЧ, а через другой — на пропорционально-интегрирующий фильтр *R3C9C10*. Отфильтрованное напряжение управляет емкостью варикапов гетеродина, УПТ в данной схеме отсутствует.

Помимо петли ФАПЧ частичную синхронизацию гетеродина путем прямого захвата осуществляет сигнал ПЧ, попадающий на катушку связи *L6* через внутреннюю дифференцирующую цепочку интегральной микросхемы *ИМС1*. Поэтому фильтр петли можно выполнить и интегрирующим.

Катушки ФСС можно использовать готовые от тракта ПЧ звука телевизора «Электроника ВЛ-100». Катушка *L5* намотана на каркасе диаметром 7,5 мм и содержит 10+10 витков провода ПЭВ-0,12. Катушка *L6* наматывается поверх обмотки *L5* и содержит 11 витков такого же провода.

Налаживание тракта сводится к настройке всех контуров на частоту 6,5 МГц и регулировке полосы удержания с помощью резистора *R1*. Рекомендуемое значение полосы удержания — 240 кГц. Настройку удобно проводить с помощью прибора XI-7. При настройке ФСС выход генератора качающейся частоты присоединяют ко входу тракта, а детекторную головку — к выводу *14* интегральной микросхемы *ИМС1*. При настройке СФД генератор подключают параллельно катушке *L3*, а детекторную головку — к выходу СФД. Контур гетеродина настраивают по положению «нуля» дискриминационной характеристики.

ТРАКТ ПЧ С *RC*-ГЕТЕРОДИНОМ В СФД

Данное устройство отличается от описанных схемой СФД, в котором в качестве гетеродина применен *RC*-генератор. Схема тракта (рис. 74) разработана Л. Чудновским.

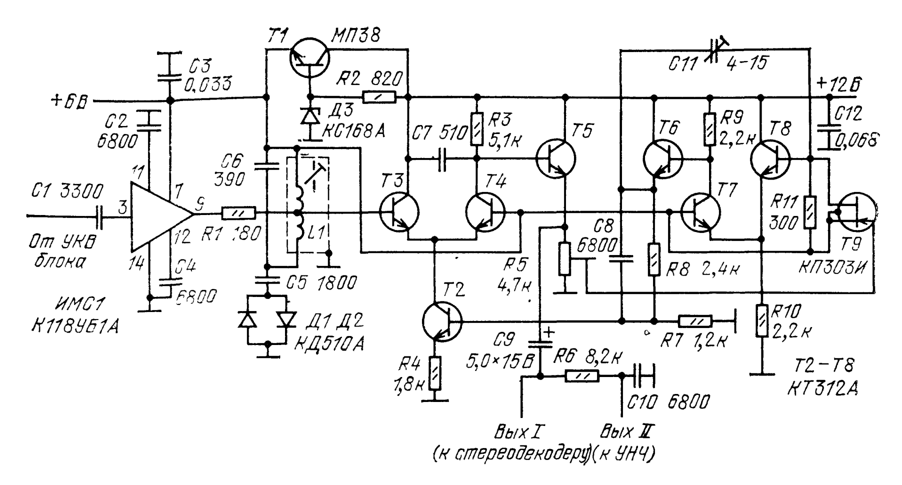


Рис 74 Принципиальная схема СФД с *RC*-гетеродином

Сигнал с выхода УКВ блока поступает на УПЧ, выполненный на интегральной микросхеме К118УБ1А. В качестве ФСС используется двухконтурный фильтр, имеющийся в большинстве блоков УКВ. Усиленный сигнал выделяется контуром *L1C6* и поступает на ФД, собранный по схеме дифференциального усилителя на транзисторах *T3*, *T4* с токозадающим транзистором *T2*. Гетеродин собран на транзисторах *T7—T9*. Частота его колебаний определяется емкостью конденсатора *C11* и сопротивлением канала полевого транзистора *T9*. Для ограничения диапазона перестройки параллельно каналу транзистора *T9* включен резистор *R11*. Напряжение гетеродина через эмиттерный повторитель *T6* подается на токозадающий транзистор ФД *T2*. Сигнал с выхода фазового детектора через эмиттерный повторитель *T5* поступает на выход СФД, а также на затвор транзистора *T9*, управляющего частотой гетеродина. На транзисторе *T1* собран стабилизатор напряжения питания УПЧ и смещения ФД.

Налаживание тракта начинается с настройки контура *L1C6* на середину полосы пропускания тракта ПЧ. Это можно сделать по максимальной громкости приема какой-либо радиостанции. Затем с помощью резистора *R5* и конденсатора *C11* устанавливают требуемую полосу удержания и частоту гетеродина, добиваясь максимальной громкости и качества звучания.

Настроенный тракт имеет чувствительность 100 мкВ и обеспечивает выходное напряжение НЧ около 10 мВ. Необходимо еще раз отметить невысокую стабильность частоты *RC*-гетеродина СФД, поэтому при небольшой полосе захвата, при нестабильности питающего напряжения и при изменениях окружающей температуры возможны срывы слежения за частотой сигнала. Описанный тракт можно использовать с УКВ блоками, рассчитанными на ПЧ 6,5 или 6,8 МГц.

Глава пятая
ПРИЕМНИКИ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ С ФАПЧ

ОСОБЕННОСТИ ПРИЕМНИКА ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ЕГО ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ

В приемнике прямого преобразования спектр принимаемого сигнала переносится сразу в область звуковых частот. Этим он отличается от супергетеродина, где происходит одно или несколько преобразований сигнала сначала в промежуточные, а затем уже в звуковые частоты. Структурная схема приемника прямого преобразования показана на рис. 75. Он содержит усилитель высокой частоты *УВЧ* (необязательно) смеситель *СМ*, гетеродин *ГЕТ*, *ФНЧ* и *УНЧ*. Гетеродин настраивается на частоту сигнала (или половинную частоту в случае смесителя на встречно-параллельных диодах). Если гетеродин не синхронизирован с сигналом, то на вход *ФНЧ* поступает только сигнал биений между частотами спектра сигнала и частотой гетеродина. Поэтому приемник прямого преобразования, показанный на рис. 75, пригоден только для слухового приема телеграфных сигналов, или сигналов с однополосной модуляцией. Такие приемники широко используются радиолюбителями-коротковолновиками и дают поразительные результаты. Например, в диапазоне 20 м приемник, содержащий всего 4 транзистора и пару колебательных контуров, обеспечивает прием станций всех континентов.

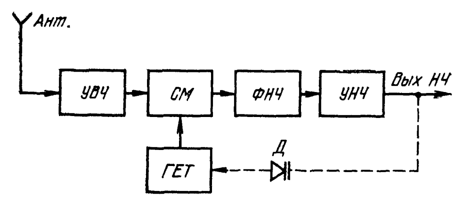


Рис. 75. Структурная схема приемника прямого преобразования

Сравнивая структурные схемы СФД (см. рис. 33) и приемника прямого преобразования, легко заметить, что они очень похожи. Если в схему рис. 75 добавить варикап *Д*, управляющий частотой гетеродина *ГЕТ*, и соединить его с выходом *УНЧ*, как показано на рисунке штриховыми линиями, получается ЧМ приемник с СФД, работающим непосредственно на частоте сигнала. Разумеется, *УНЧ* должен быть УПТ.

Попробуем определить чувствительность такого приемника. Выбрав в качестве УПТ операционный усилитель с умеренным коэффициентом усиления $K_0 = 2000$, зададимся коэффициентом передачи ФД $K_{фд}=0{,}5$ и кутизной управления гетеродина $q=2$ МГц/В. По формуле (17) находим чувствительность:

$$U_c = \frac{0.1}{0{,}5 \cdot 2000 \cdot 2} = 50 \text{ мкВ}.$$

При использовании УВЧ с коэффициентом усиления 10 чувствительность всего приемника получается около 5 мкВ, т. е. близкая к предельно возможной для УКВ приемников. Однако при постройке такого ЧМ приемника возникают и трудности, главная из которых — дрейф «нуля» УПТ, вызывающий нестабильность частоты гетеродина. Дрейф «нуля» вызывается, главным образом, разбалансом ФД (смесителя), установленного перед УПТ. Рассмотрим эту проблему подробнее.

Пусть дрейф смесителя и УПТ, приведенный ко входу смесителя, составляет ΔU (мкВ). Тогда изменение частоты гетеродина составит: $\Delta f = \Delta U k_{фд} K_0 q$,

где обозначения те же, что и в формуле (16). Очевидно, что для сохранения устойчивого приема Δf должно быть меньше полосы удержания $f_{уд}$. Сравнивая приведенное выражение с формулой (16), получаем $\Delta U < U_{с}$, т. е. амплитуда сигнала должна быть больше приведенного напряжения дрейфа. Таким образом, чувствительность ЧМ приемника прямого преобразования ограничена не коэффициентом усиления УПТ, который в принципе можно сделать очень большим, а дрейфом смесителя и УПТ. Например, если дрейф УПТ превосходит 100 мкВ/град, едва ли имеет смысл добиваться чувствительности, большей 100 мкВ. Если дрейф УПТ вызван, в основном, изменениями температуры, то дрейф смесителя обусловлен также нестабильностью напряжения гетеродина. Пусть, например, амплитуда гетеродина составляет 0,5 В и поддерживается с точностью 1 %. Тогда возможные колебания напряжения гетеродина составляют 5 мВ. В смесителе напряжение гетеродина детектируется. Пусть точность балансировки смесителя составляет 40 дБ. Это означает, что продетектированное напряжение гетеродина компенсируется при сложении сигналов двух плеч балансного смесителя с точностью 0,01, т. е. 1 %. Результирующая нестабильность выходного напряжения смесителя составит 1 % от 5 мВ, т. е. 50 мкВ. Такого же порядка получается и чувствительность приемника.

Другая причина дрейфа смесителя — наводки напряжения гетеродина на вход смесителя. Пусть эта наводка составляет —60 дБ от напряжения гетеродина. Фаза наведенного напряжения неизвестна и зависит от ряда трудно учитываемых факторов (емкость монтажа, частота настройки входной цепи и т. д.). В рассматриваемом примере амплитуда наводки на вход смесителя составит 0,001 от 0,5 В, т. е. $U_{нав}=500$ мкВ. Поскольку частота наводки в точности равна частоте гетеродина, а фаза $\Delta\varphi$ неизвестна, на выходе смесителя появится постоянное напряжение $U_{нав}k_{фд}\cos\Delta\varphi$, лежащее в пределах ± 250 мкВ. Это напряжение можно скомпенсировать регулятором баланса УПТ. Однако если фаза наведенного напряжения изменяется при перестройке по диапазону, то и балансировка УПТ будет нарушаться при перестройке. Особенно неприятна наводка непосредственно на антенну, так как ее фаза зависит от случайных факторов: длины, конфигурации и расположения антенны. Приведенные примеры ясно показывают и относительную значимость различных факторов в общей стабильности приемника.

Из изложенного вытекают меры, приводящие к уменьшению дрейфа смесителя: смеситель должен быть недетектирующим и хорошо сбалансированным; наводки гетеродина на вход смесителя и особенно на входную цепь и антенну должны быть сведены к минимуму, что достигается правильным расположением деталей и тщательной экранировкой; напряжение питания УПТ и гетеродина надо хорошо стабилизировать; в гетеродине желательно применить цепь стабилизации амплитуды.

В настоящее время наилучшим из известных смесителей для приемников прямого преобразования является балансный смеситель на встречно-параллельных диодах. Поскольку частота гетеродина при использовании этого смесителя устанавливается вдвое ниже частоты сигнала, резко снижаются наводки гетеродина на входные цепи. В ослаблении наводок участвуют все колебательные контуры, настроенные на частоту сигнала и представляющие лишь малое реактивное сопротивление для частоты гетеродина. Необходимо только позаботиться о спектральной чистоте гетеродинного напряжения, главным образом, об ослаблении его второй гармоники, совпадающей с частотой сигнала. Хорошие резуль-

таты здесь по-видимому, может дать применение симметричных двухтактных гетеродинов, отличающихся малым содержанием четных гармоник в выходном сигнале. Кроме того, при строгой идентичности характеристик диодов этот смеситель не детектирует ни напряжения сигнала, ни гетеродина. Высокая идентичность характеристик получается при использовании интегральных диодных микросборок.

ДРУГИЕ ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНИКА ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Селективность приемника прямого преобразования почти полностью (если не учитывать незначительную селективность входных высокочастотных контуров) определяется селективностью системы ФАПЧ. Этот вопрос уже рассматривался в третьей главе. Предельно возможную селективность можно получить, установив в петле интегрирующий фильтр. При этом спад АЧХ замкнутой петли на частотах выше верхней граничной частоты полосы пропускания $f_в$ оказывается равным 40 дБ на декаду. Например, при $f_в=15$ кГц селективность при расстройке на 300 кГц составит 52 дБ. Этот параметр у приемника прямого преобразования получается даже выше, чем у супергетеродина среднего класса. При увеличении уровня полезного сигнала полоса петли ФАПЧ расширяется (растет $f_в$), но это не приводит к потере селективности, поскольку система ФАПЧ, следящая за «своим» сигналом, тем эффективнее подавляет помехи, чем выше уровень полезного сигнала. Селективность приемника прямого преобразования, спроектированного для приема стереофонических передач, получается хуже, так как его полоса пропускания должна быть не уже 46 кГц.

В настоящее время, в соответствии с ГОСТом, измеряется двухсигнальная селективность приемников ЧМ сигналов следующим образом: на вход приемника подаются два ЧМ сигнала одинакового уровня: полезный, с нулевой расстройкой, и мешающий, с расстройкой 120 и 180 кГц. Ослабление мешающего сигнала на выходе детектора должно быть не менее 20 дБ для приемников всех классов. Правильно спроектированный приемник прямого преобразования должен удовлетворять этому требованию. Действительно, система ФАПЧ может «захватить» и отслеживать только один сигнал. Другой, мешающий сигнал создаст на выходе смесителя ФД лишь напряжение биений со средней частотой 120 или 180 кГц, лежащей за пределами звукового диапазона. Напряжение биений ослабляется ФНЧ и поэтому не может вызвать «перезахват» гетеродина мешающим сигналом. Таким образом, в идеальном случае частот модуляции мешающего сигнала вообще не должно быть слышно. В действительности сигнал биений, модулированный по частоте суммой полезного сообщения и помехи, может продетектироваться и стать слышимым при наличии нелинейности амплитудной характеристики УПТ. Следовательно, для повышения селективности следует добиваться максимальной линейности УПТ. Это относится и к остальным звеньям петли ФАПЧ. Чтобы сигнал биений не проникал на выход приемника и далее в оконечный УНЧ, на выходе приемника полезно установить дополнительный ФНЧ с частотой среза 15 кГц в монофоническом и 46 кГц в стереофоническом приемнике.

Диапазон входных сигналов. Рассмотрим теперь другую границу диапазона входных сигналов, т. е. работоспособность приемника при сильных сигналах. Здесь имеются по крайней мере два ограничивающих фактора. Первый из них —

прямое детектирование сигнала. Действительно, если смеситель приемника не точно сбалансирован, сильный входной сигнал продетектируется в смесителе независимо от напряжения гетеродина и вызовет появление постоянного напряжения на выходе УПТ. Частота гетеродина будет управляться уже не фазой входного сигнала, а его амплитудой, и нормальный прием ЧМ станций станет невозможным. Поскольку этот процесс не зависит от частоты настройки гетеродина, помеху может создать любая мощная станция, попадающая в полосу пропускания входных цепей и УВЧ.

Прямое детектирование мощных сигналов является основной проблемой в коротковолновых связных приемниках прямого преобразования. Количественно оно характеризуется коэффициентом подавления АМ, показывающим, на сколько децибел мешающий внеполосный АМ сигнал должен превосходить полезный, чтобы создать на выходе такое же напряжение звуковой частоты. Аналогичный параметр можно ввести и для ЧМ приемников. Назовем его условно коэффициентом прямого детектирования. Численно он будет равен динамическому диапазону входных сигналов.

Коэффициент прямого детектирования зависит только от параметров смесителя. К настоящему времени известны следующие экспериментально измеренные значения коэффициента прямого детектирования: балансный транзисторный смеситель — 50—60 дБ; балансный диодный смеситель ~70 дБ; смеситель на встречно-параллельных диодах ~80 дБ.

Эти значения получены при уровнях полезного сигнала 1—10 мкВ. С переходом в область более сильных сигналов, типичных для ЧМ приемника (100—300 мкВ), коэффициент прямого детектирования уменьшается, поскольку полезное выходное напряжение пропорционально амплитуде сигнала, а продетектированное напряжение помехи — пропорционально квадрату амплитуды (так как оно обусловливается квадратичными членами ряда, описывающего вольт-амперную характеристику нелинейных элементов смесителя). Тем не менее приведенные цифры могут служить для сравнительной оценки смесителей.

Другой фактор, ограничивающий диапазон входных сигналов сверху, — это устойчивость петли ФАПЧ. При повышении уровня сигнала (см. главу третью) полоса пропускания петли расширяется и одновременно растет глубина ОС. Если точка пересечения горизонтальной оси (см. рис. 50,*б*) с АЧХ разомкнутой петли попадает на участок АЧХ с крутизной более 40 дБ на декаду, петля теряет устойчивость и наблюдается самовозбуждение на ультразвуковых частотах. Это явление нежелательно, поскольку, во-первых, появляются побочные каналы приема на частотах $f_г \pm nf_{возб}$ ($f_{возб}$ — частота возбуждения, n — целое число) и, во-вторых, возможны искажения из-за ограничения суммы полезного сигнала и паразитных колебаний в УПТ. Для обеспечения устойчивости, АЧХ разомкнутой петли нигде не должна иметь участков с крутизной выше 40 дБ на декаду. Достичь этого трудно в многокаскадных УПТ с ограниченной полосой пропускания, определяемой паразитными *RC*-цепочками.

Эта проблема может решаться по крайней мере двумя путями. Первый путь состоит в использовании прямого захвата гетеродина сигналом (см. рис. 54). При этом, однако, не получается высокой селективности при больших расстройках, и, кроме того, невозможно применение смесителя на встречно-параллельных диодах. Прямой захват возможен только в случае, когда гетеродин работает на частоте сигнала. Если же гетеродин работает на половинной частоте, явление захвата выражено слишком слабо. Цепь прямого захвата может явиться и ис-

точником обратных наводок напряжения гетеродина на входные цепи, что приведет к разбалансировке смесителя. Поэтому сигнал синхронизации к гетеродину можно подводить только через апериодический буферный каскад. В силу изложенных причин прямую синхронизацию гетеродина можно применять лишь в простых приемниках с невысокими параметрами.

Рассмотрим теперь другую возможность создания ЧМ приемника прямого преобразования с большим динамическим диапазоном входных сигналов — оптимизацию характеристик петли ФАПЧ.

Система ФАПЧ с линейной характеристикой фильтра. Анализ характеристик систем ФАПЧ, проведенный в третьей главе, позволяет сделать вывод, что максимально возможная крутизна среза фильтра петли при глубокой ОС равна 20 дБ на декаду (интегрирующий фильтр), а крутизна АЧХ разомкнутой петли составляет при этом 40 дБ на декаду. При этом система находится на пределе устойчивости, т. е. высота подъема АЧХ замкнутой петли на высоких частотах стремится к бесконечности. Однако полоса пропускания, соответствующая точке пересечения АЧХ разомкнутой петли с горизонтальной осью (см. характеристику *1* на рис. 76), при изменении уровня сигнала (перемещении горизонтальной

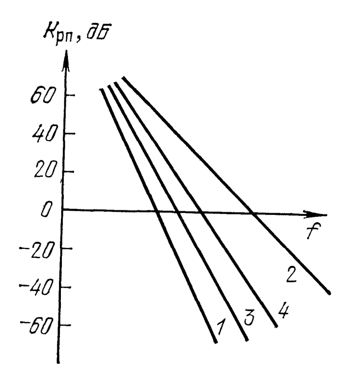


Рис. 76. Логарифмически-линейные АЧХ разомкнутой петли

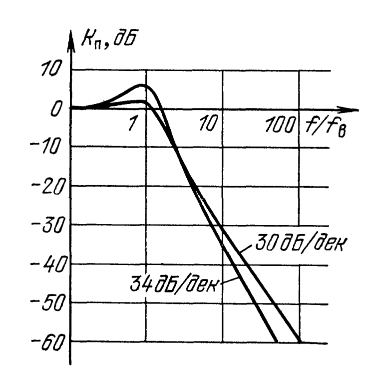


Рис. 77. АЧХ СФД с логарифмически-линейным фильтром

оси) изменяется сравнительно мало. Избирательность системы (спад АЧХ ниже точки пересечения) также получается высокой.

Минимально возможная крутизна АЧХ составляет 20 дБ на декаду, что соответствует системе ФАПЧ без фильтра (характеристика *2*). Полоса пропускания изменяется при этом прямо пропорционально уровню сигнала, а избирательность оказывается низкой. Очевидно, что приемники прямого преобразования с такими линейными (разумеется, в логарифмическом масштабе) характеристиками неоптимальны: они либо неустойчивы в работе, либо обладают недостаточной селективностью.

Формирование изломов на АЧХ петли (как в системе ФАПЧ с пропорционально-интегрирующим фильтром) нежелательно, так как при изменении уровня сигнала (переходе горизонтальной оси через излом), форма АЧХ замкнутой петли будет изменяться.

Рассмотрим АЧХ разомкнутой петли, занимающие промежуточное положение между линиями *1* и *2* на рис. 76, хотя такие характеристики и нельзя получить при использовании одиночного *RC*-звена. Характеристика *3* имеет кру-

тизну 34 дБ на декаду, а характеристика *4* — 30 дБ на декаду. Для получения этих АЧХ разомкнутой петли характеристика фильтра должна иметь крутизну соответственно 14 и 10 дБ на декаду. Фазовый сдвиг, вносимый фильтром с линейной АЧХ, постоянен и составляет —90° на каждые 20 дБ на декаду. Следовательно, фазовый сдвиг фильтра составит в рассматриваемых случаях 63° и 45°. Система ФАПЧ с такими фильтрами абсолютно устойчива. Запас устойчивости по фазе для характеристик *3* и *4* составит 27° и 45°.

Полученные расчетным путем зависимости $K_п$ от отношения $f/f_в$ (АЧХ замкнутой петли) с линейными характеристиками *3* и *4* приведены на рис. 77. При изменении уровня сигнала форма этих характеристик не изменяется, увеличивается лишь полоса пропускания. Подъем высших частот составляет 7 дБ для АЧХ со спадом 34 дБ на декаду и всего 2,2 дБ для АЧХ со спадом 30 дБ на декаду. Селективность системы ФАПЧ с такими характеристиками хуже, чем системы с интегрирующим фильтром, но значительно лучше, чем у системы без фильтра или с пропорционально-интегрирующим фильтром.

Синтез фильтра с линейным срезом. Фильтр с линейным срезом произвольной крутизны в диапазоне 0—20 дБ на декаду можно получить, применив каскадное соединение пропорционально-интегрирующих цепочек, как показано на рис. 78,*а*. Параметры цепочек подбираются так, чтобы образовать «лестничную»

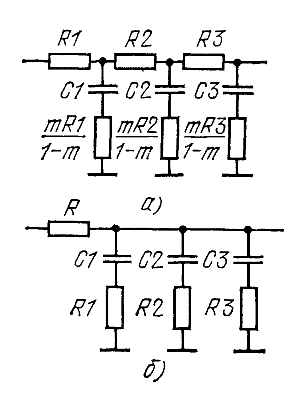


Рис. 78. Синтез фильтра:
а — исходная схема; *б* — приведенная схема

Рис. 79. «Лестничная» АЧХ фильтра

характеристику с нужной крутизной. Эта характеристика показана на рис. 79. Коэффициент *m* выбирают больше, чем шаг последовательности $f_{c1}/f_{c2}=f_{c2}/f_{c3}=...$, причем так, чтобы наклонные участки АЧХ фильтра чередовались с горизонтальными. Подбирая значение *m*, можно получить АЧХ с любой крутизной от 0 до 20 дБ на декаду.

В реальном фильтре число элементов можно уменьшить, объединив последовательные резисторы и изменив сопротивления параллельных, как показано на рис. 78,*б*. Включив параллельные элементы *R1C1* и т. д. в цепь ООС операционного усилителя с коэффициентом усиления по напряжению K_0, можно во столько же раз увеличить сопротивления резисторов и уменьшить емкости конденсаторов. Реальная характеристика фильтра при не слишком большом шаге резких изломов иметь не будет, поскольку *RC*-звенья создают плавную, «скругленную» характеристику.

Пример практического проектирования приемника. Амплитудно-частотная характеристика системы ФАПЧ с лестничным фильтром, аппроксимирующим ли-

нейный фильтр с крутизной 30 дБ на декаду, построена на рис. 80. Частота среза первого звена фильтра выбрана равной 1 кГц, для получения полосы пропускания 12,5 кГц и полосы удержания 50 кГц при минимально допустимом сигнале, уровень которого принят за нулевой. Линейная характеристика фильтра может быть аппроксимирована тремя ступеньками с $m=0{,}3$ и десятикратным шагом по частоте. Это обеспечивает протяженность характеристики 60 дБ (1000 раз) по частоте и 90 дБ (30 000 раз) по амплитуде. На частотах выше 300 кГц АЧХ фильтра будет иметь горизонтальный участок, соответствующий пологому участку *а — б* АЧХ петли. Он необходим для компенсации влияния паразитных элементов усилителя, ФД и цепи управления, увеличивающих крутизну характеристики в этой области. Здесь она становится такой, как участок сплошной линии *в — г*. В зависимости от параметров паразитных элементов диапазон допустимых входных сигналов приемника с такой характеристикой может достигать 60 дБ и более. Для приема стереофонических передач уровень сигнала должен быть увеличен на 18 дБ. Полоса пропускания составит при этом 50 кГц, а полоса удержания — 400 кГц.

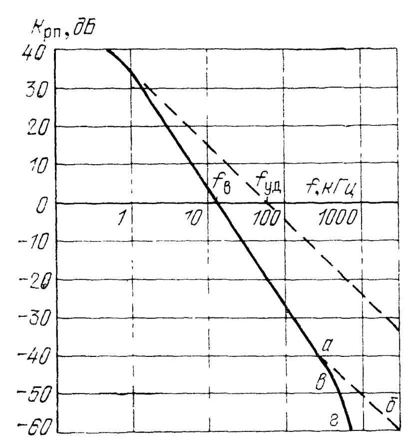


Рис 80 Практический пример построения АЧХ

Определим чувствительность проектируемого приемника. Выберем в качестве УПТ дифференциальный операционный усилитель К140УД1А (К1УТ401А). Он имеет коэффициент усиления около 1000 и полосу пропускания без ОС около 400—500 кГц. Приняв полосу удержания минимально возможной и равной девиации частоты радиовещательного ЧМ сигнала 0,05 МГц, коэффициент передачи ФД $k_{фд}=0{,}5$ и крутизну характеристики управляющего элемента гетеродина $q=1$ МГц/В, определяем:

$$U_c = \frac{f_{уд}}{(k_{фд}K_0 q)} = \frac{0{,}05}{0{,}5\cdot 1000\cdot 1} = 100 \text{ мкВ}.$$

Для стереофонического сигнала чувствительность будет на 18 дБ хуже и составит 800 мкВ.

Максимально допустимый уровень входного сигнала получается вполне достаточным — около 100 мВ. Если для повышения чувствительности в приемнике будет установлен УВЧ, то при столь больших максимальных уровнях выходного сигнала УВЧ можно охватить собственной системой АРУ. В этом случае УВЧ должен быть перестраиваемым, иначе система АРУ будет действовать не от сигнала той станции, на которую настроен приемник, а от сигнала наиболее мощной в данном диапазоне станции. Чтобы получить полосу пропускания УВЧ не более 0,7—1 МГц, добротность его контуров должна быть не менее 70—100. При больших уровнях входного сигнала наблюдается чрезмерное расширение полосы удержания, настолько, что становится трудно перестроиться на соседнюю по частоте станцию. Свободные промежутки между станциями в этих условиях исчезают, а перестройка происходит скачком, и слабую станцию, соседствующую по частоте с сильной, легко «перепрыгнуть».

Полосу удержания приемника при больших уровнях сигнала можно ограничить, включив между выходом УПТ и варикапом двусторонний диодный ограничитель с порогом ограничения 0,5—1 В. Ограничитель можно выполнить на двух встречно-параллельных кремниевых диодах. При точной настройке на станцию ограничитель действовать не будет, так как амплитуда сигнала звуковой частоты на выходе УПТ, равная $\Delta f/q$, не превышает (в рассматриваемом примере) 0,05 В. При расстройке на 0,5—1 МГц на выходе УПТ появляется постоянное напряжение ошибки слежения с уровнем 0,5—1 В. Ограничитель начнет действовать и вызовет срыв слежения.

Ограничитель на выходе УПТ служит и для другой цели — уменьшает громкость щелчков, прослушиваемых в громкоговорителе при срыве слежения, т. е. при перестройке на другую станцию. Щелчки можно совершенно устранить, если на выходе УПТ поставить устройство, запирающее вход УНЧ при появлении постоянного напряжения ошибки с уровнем более 0,4 В. Подобных усовершенствований для приемников прямого преобразования можно предложить очень много.

ПРОСТОЙ ПРИЕМНИК ЧМ

Рассмотрим схему очень простого ЧМ приемника прямого преобразования, выполненного в соответствии с приведенным выше расчетом (рис. 81). Сигнал от антенны поступает на широкополосный контур *L1C1*, настроенный на среднюю частоту диапазона 66—73 МГц, и далее на смеситель, выполненный на встречно-параллельно включенных диодах *Д1, Д2* (полярность диода *Д2* следует изменить). В смесителе имеется элемент точной балансировки — подстроеч-

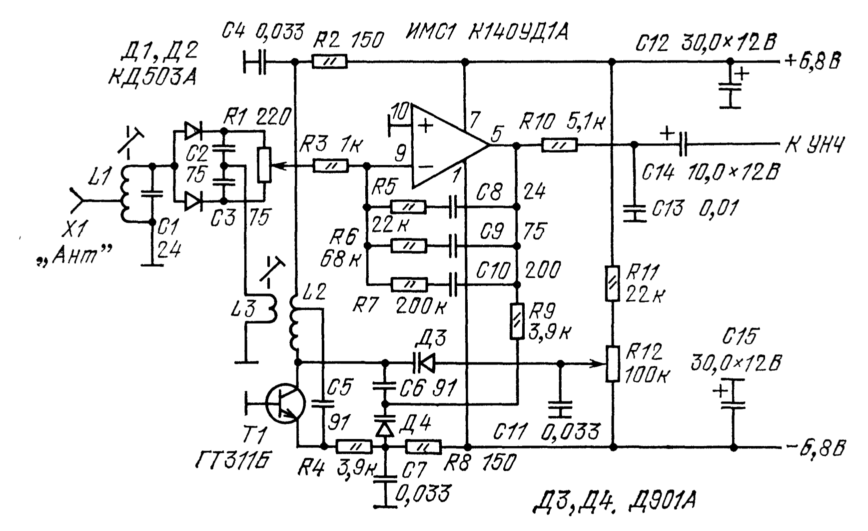


Рис. 81. Принципиальная схема простого приемника прямого преобразования

ный резистор *R1*. С его помощью выравниваются прямые сопротивления диодов смесителя. Этот же резистор служит и для балансировки УПТ, поскольку при разбалансировке смесителя на среднем выводе резистора *R1* появляется выпрямленное напряжение гетеродина той или другой полярности.

Напряжение гетеродина с частотой 33—36,5 МГц подводится от катушки связи *L3* через конденсаторы *С2* и *С3*, шунтирующие подстроечный резистор смесителя по высокой частоте. Гетеродин выполнен по трехточечной схеме с автотрансформаторной ОС на транзисторе *Т1*. Контурная катушка гетеродина включена в коллекторную цепь транзистора. Напряжение ОС подается с отвода контурной катушки *L2* в эмиттерную цепь. База транзистора *Т1* заземлена. Емкостью контура гетеродина является емкость двух варикапов, *Д3* и *Д4*. Первый варикап служит для перестройки приемника по диапазону. С этой целью на него подается изменяющееся напряжение смещения с движка резистора настройки *R12*. Другой варикап *Д4* включен в петлю ФАПЧ и соединен, через резистор *R9*, с выходом УПТ. Такое разделение функций настройки и автоподстройки позволяет сохранить крутизну характеристики управления *q* примерно постоянной во всем диапазоне частот настройки приемника. Это, в свою очередь, обеспечивает одинаковую громкость всех принимаемых станций. Если же использовать один варикап и для настройки, и для автоподстройки, то станции, расположенные на высокочастотном краю диапазона, будут звучать несколько громче.

В качестве УПТ в приемнике применен операционный усилитель К140УД1А. Лестничный фильтр петли ФАПЧ, образованный резистором *R3* и пропорционально-интегрирующими цепочками *R5C8*, *R6C9* и *R7C10*, включен в цепь ООС усилителя. На выходе приемника включена цепочка стандартной коррекции предыскажений *R10C13* с постоянной времени 50 мкс. Если приемник будет использоваться для прослушивания стереопередач, и на выходе его будет включен стереодекодер, емкость конденсатора *С13* следует уменьшить до 510 пФ. Частота среза корректирующей цепочки в этом случае повысится до 60 кГц, и цепочка не будет мешать прохождению комплексного стереосигнала.

Катушки приемника намотаны на каркасах диаметром 7,5—8 мм с подстроечными сердечниками СЦР-1 из карбонильного железа. Можно использовать подходящие каркасы от контуров ВЧ или ПЧ телевизионных и радиовещательных приемников. Катушка *L1* содержит 5, а катушка *L2* — 8 витков провода ПЭЛ-0,8. Отводы катушек сделаны от 2-го витка, считая от заземленного вывода (нижнего по схеме для катушки *L1* и верхнего для катушки *L2*). Конденсаторы *С5* и *С6*, входящие в контур гетеродина, желательно применить керамические, голубого или серого цвета — они имеют малый ТКЕ (температурный коэффициент емкости). Остальные детали могут быть любых типов. Операционный усилитель типа К140УД1А можно заменить на К140УД1Б (К1УТ401Б). Можно применить и усилители К140УД2А или Б, но в этом случае необходимо экспериментально подобрать корректирующие цепочки, поскольку эти усилители очень склонны к самовозбуждению. В гетеродине приемника можно применить транзисторы типов ГТ311, КТ306, КТ312 и КТ315, а также варикапы типа Д901 с любыми буквенными индексами.

Налаживание приемника сводится к настройке контуров и балансировке УПТ с помощью резистора *R1*. С этой целью к выходу приемника подключают вольтметр постоянного тока, желательно с нулем в середине шкалы. Выводы вольтметра подключаются параллельно конденсатору *С13*. При перестройке приемника по диапазону напряжение на выходе должно меняться не более, чем на ± 1 В. Сердечник катушки гетеродина *L2* устанавливают так, чтобы в диапазон настройки приемника попали все УКВ станции. Следует также установить оптимальную связь гетеродина со смесителем, подобрав число витков и

расположение катушки связи *L3* относительно контурной катушки *L2*. Катушка связи содержит два витка и располагается на том же каркасе вблизи заземленного вывода контурной катушки *L2*. Катушку связи можно намотать любым изолированным проводом. При оптимальной связи гетеродина со смесителем чувствительность приемника, а следовательно, и полоса удержания получается максимальной. Обратная связь в гетеродине должна быть минимально необходимой для возбуждения колебаний. Требуемое ее значение устанавливают, перемещая отвод катушки *L2* ближе к заземленному выводу или уменьшая емкость конденсатора *C5*. Эти меры уменьшают содержание второй гармоники в сигнале гетеродина, а следовательно, и разбалансировку УПТ при перестройке по диапазону.

Результаты испытаний приемника полностью подтвердили расчетные значения параметров. Без подбора элементов фильтра приемник работал устойчиво и обеспечивал высокое качество звучания. Избирательность приемника оказалась достаточной для того, чтобы в условиях Москвы помехи от соседних по частоте станций полностью отсутствовали.

УКВ ПРИЕМНИК С ФАПЧ

При разработке данного приемника преследовалась цель создать простое устройство, выполняющее в домашних условиях те же функции, что и многопрограммный громкоговоритель, но с лучшим качеством звучания. Приемник можно оформить в виде приставки к имеющемуся УНЧ, проигрывателю, или смонтировать его вместе с УНЧ и блоком питания в корпусе громкоговорителя. Приемник может работать с любым УНЧ, имеющим чувствительность не хуже 30 мВ и входное сопротивление не ниже 30 кОм. Чувствительность приемника с антенного входа достигает 100 мкВ, допустимый диапазон входных сигналов — 43 дБ. Потребляемый ток при напряжении питания 12 В не превосходит 6 мА.

Принципиальная схема приемника приведена на рис. 82. Сигнал, принимаемый антенной, выделяется входным контуром *L1C1C2*, настроенным на среднюю

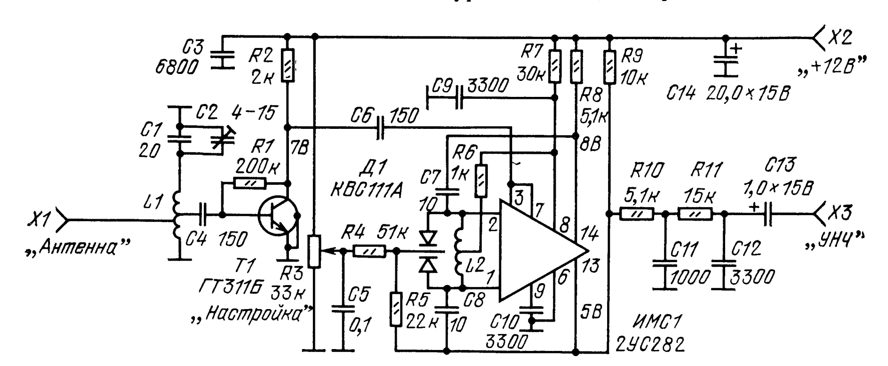


Рис. 82. Принципиальная схема УКВ приемника

частоту диапазона 65,8—73 МГц, и усиливается апериодическим УВЧ, выполненным на транзисторе *T1*. Одновременно УВЧ уменьшает наводки гетеродинного напряжения на входную цепь и препятствует излучению сигнала гетеродина антенной. Это устраняет помехи другим радиовещательным или телеви-

зионным приемникам. Все остальные элементы схемы приемника прямого преобразования с ФАПЧ: смеситель, гетеродин и УПТ — собраны на одной интегральной микросхеме *ИМС1* типа 2УС282, представляющей собой гибридный дифференциальный усилитель на транзисторах КТ307Б. Внутреннюю структуру этой микросхемы можно посмотреть на рис. 72.

Усиленный в УВЧ входной сигнал поступает на базу токозадающего транзистора микросхемы. На дифференциальной паре транзисторов той же интегральной микросхемы собран двухтактный гетеродин, причем контур гетеродина включен между базами транзисторов, а ОС подается с коллекторов через конденсаторы небольшой емкости *С7* и *С8*. Гетеродин перестраивается в диапазоне 65,8—73 МГц варикапной матрицей *Д1*. Функции органа настройки выполняет переменный резистор *R3*, который при желании можно заменить переключателем, как показано на рис. 83. Подстроечные резисторы служат для установки настройки на желаемые станции.

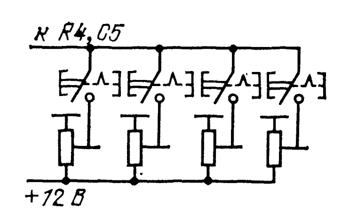


Рис. 83. Схема кнопочной настройки

Дифференциальная пара транзисторов интегральной микросхемы является также балансным смесителем и УПТ. Управляющий сигнал снимается с коллектора одного из транзисторов микросхемы и через резистор *R5* поступает на управляющий вход варикапной матрицы, замыкая, таким образом, петлю ФАПЧ.

В данном приемнике применена система ФАПЧ с интегрирующим фильтром, образованным резистором *R5* и емкостью варикапов матрицы, включенных для постоянного тока параллельно. Частота среза этого фильтра достаточно высока (более 60 кГц), поэтому никаких проблем с устойчивостью петли не возникает. Более того, при сильных сигналах происходит непосредственный захват колебаний гетеродина сигналом, что уменьшает фазовый сдвиг в петле на высоких частотах и делает систему стабильной. При строгой симметрии гетеродина прямой захват был бы затруднен, поскольку транзисторы дифференциальной пары микросхемы открываются гетеродинным напряжением противофазно, а входной сигнал изменяет их ток в фазе. Для облегчения прямого захвата сопротивления коллекторных нагрузок дифференциальной пары выбраны разными. Поэтому оказываются разными коллекторные напряжения транзисторов и емкости их коллекторных переходов. Благодаря емкостной асимметрии входной сигнал попадает в контур гетеродина сдвинутым по фазе на 90°. При этом действие прямого захвата складывается с действием петли ФАПЧ, облегчая синхронизацию гетеродина.

Монтаж приемника выполнен на печатной плате размерами 55×135 мм. Ее эскиз показан на рис. 84. Плату лучше всего изготовить из одностороннего фольгированного стеклотекстолита. Катушки приемника также выполнены печатным способом. Дорожки между витками катушек можно прорезать с помощью резака с толщиной лезвия 1 мм. Поле рассеяния таких катушек оказалось небольшим. Для того, чтобы сделать катушку контура гетеродина симметричной, на перекрещивающихся витках этой катушки устанавливают две перемычки. Плату приемника для улучшения экранировки от возможных внешних наводок желательно установить над металлической заземленной поверхностью (шасси, стенка корпуса) или, еще лучше, в закрытом металлическом корпусе.

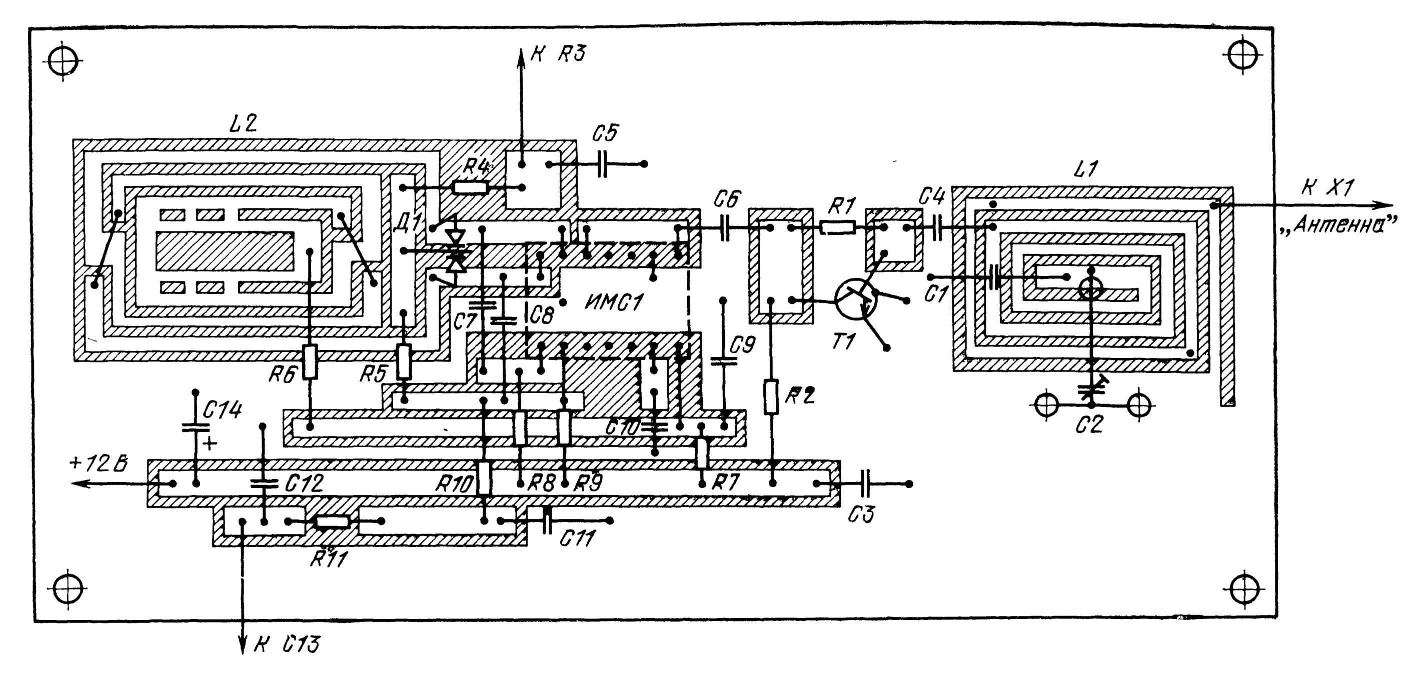


Рис. 84. Печатная плата приемника

Расстояние между корпусом и платой приемника должно быть не менее 10 мм, чтобы не сильно изменилась индуктивность катушек приемника.

Налаживание приемника начинают с проверки режимов транзистора и интегральной микросхемы. К выводам *13* и *14* микросхемы, на которых имеется высокочастотное напряжение, щуп вольтметра следует подключать через резистор сопротивлением 10—30 кОм, закрепив его на конце щупа. Если измеренные значения напряжений отличаются от указанных на схеме более, чем на 10—15 %, следует подобрать резисторы *R1* и *R7*. Затем, присоединив антенну, следует принять радиостанции УКВ диапазона и подстроить контур гетеродина так, чтобы в диапазон настройки приемника попали все станции. Подстраивают контур гетеродина паяльником, перемыкая припоем прорези центрального витка катушки *L2* (эти прорези выделены штриховой линией на рис. 84). Входной контур подстраивают конденсатором *C2* (типа КПК-М) по наибольшей полосе удержания при приеме какой-либо станции. Уровень сигнала на входе при настройке должен быть малым, что достигается уменьшением связи с антенной.

Для того, чтобы приемник хорошо и качественно работал, следует подобрать уровень сигналов на его входе. Это можно сделать, изменяя положение отвода катушки *L1* (на рис. 84 возможные положения отвода показаны точками). Если приемник будет работать с проволочной комнатной антенной, то следует подобрать ее положение и длину. При слабом сигнале на входе приемника полоса удержания получается недостаточной, а на пиках модуляции сигнала прослушиваются искажения в виде хрипов. Они вызваны перескоками фазы при срывах слежения во время максимальных отклонений частоты сигнала. При чрезмерно сильном сигнале на входе приемника возрастает уровень шума, а в промежутках между станциями эфир кажется «забитым» шумами и помехами. При входном сигнале свыше 15 мВ появляются искажения, вызванные прямым детектированием сигнала. Радиолюбители А. Новосадов и О. Грязных предложили при отсутствии микросхемы К2УС82 заменить ее микроузлом, выполненным на дис-

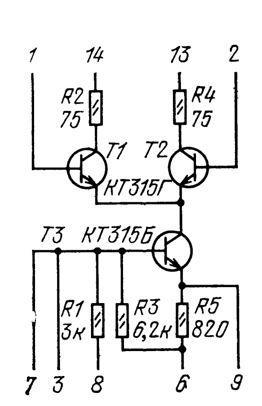


Рис. 85. Схема микроузла на дискретных элементах

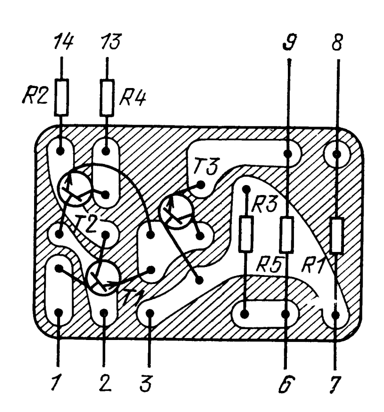


Рис. 86. Печатная плата микроузла

кретных элементах. Принципиальная схема такого узла приведена на рис. 85, а монтажная — на рис. 86. После сборки узел полезно залить эпоксидным компаундом или эпоксидной смолой. Транзисторы *T1* и *T2* по своим основным параметрам не должны отличаться один от другого более, чем на 5 %.

Коэффициенты передачи тока этих транзисторов могут быть в пределах 50—80, а транзистора *Т3* — 80—120.

Опыт показал, что варикапную матрицу также вполне можно заменить двумя варикапами типа Д901Г или Д901Д, включенными точно так же, как и в матрице.

Антенной приемника при хороших условиях приема может служить телескопический штырь или просто отрезок провода. При плохих условиях желательно применить полуволновый диполь (длиной 2 м) со снижением, выполненным из коаксиального кабеля или двухпроводного шнура. При совсем слабом сигнале желательно применение антенн типа «волновой канал». Можно установить и еще один каскад УВЧ, выполненный по аналогичной схеме. Стереодекодер можно подключить непосредственно к выходу приемника, исключив из схемы цепочку коррекции предыскажений *R11C12*. Желательно использовать стереодекодер, описанный ниже.

Недостатком приемника является невысокая температурная стабильность, не позволяющая разместить приемник в одном корпусе с сильно нагревающимися элементами, например, в мощном усилителе. Как следствие при слабом сигнале, а поэтому и при узкой полосе удержания, могут наблюдаться срывы слежения и потеря настройки на принимаемую станцию. Для устранения этого недостатка В. Коршунов предложил использовать стандартную интегральную схемотехнику. Принципиальная схема модернизированного приемника показана на рис. 87. Дифференциальную пару составляют согласованные транзисторы

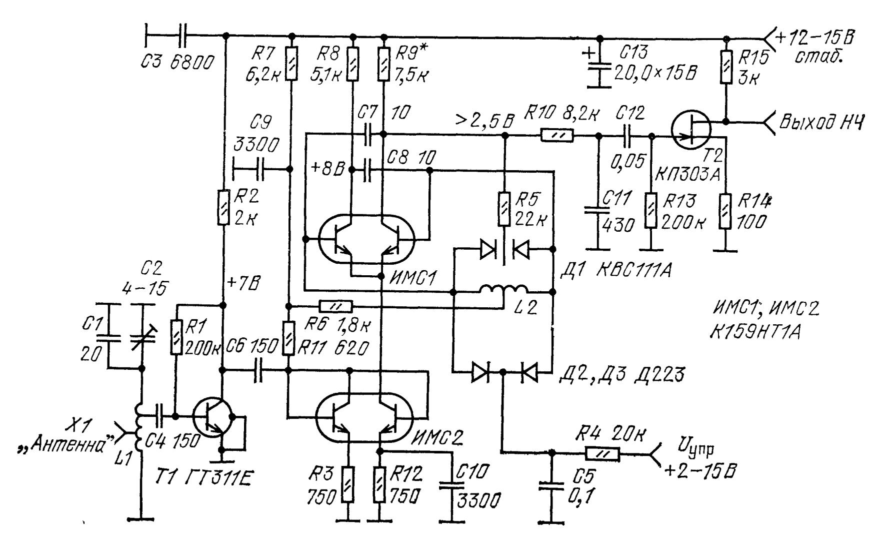


Рис. 87. Принципиальная схема усовершенствованного приемника

микросборки *ИМС1* типа К159НТ1А. Два транзистора другой такой же микросборки используются как токозадающий и термокомпенсирующий. Для фазовой автоподстройки, как и ранее, применена варикапная матрица *Д1*, а для настройки — отдельные диоды *Д2* и *Д3*, используемые как варикапы. Это устранило взаимное влияние цепей настройки и ФАПЧ. На выходе приемника установлен предварительный УНЧ, выполненный на полевом транзисторе *Т2*. Он

увеличивает выходное напряжение, а также развязывает детектор от влияния нагрузки. Выход его рассчитан на подключение стереодекодера. Печатная плата приемника незначительно отличается от приведенной на рис. 84.

Напряжения в точках схемы, отмеченных на рисунке, могут отличаться от указанных на ±20%. При настройке приемника границы принимаемого диапазона грубо устанавливаются, как было описано выше, с помощью катушки *L2*, а точно — подбором сопротивления резистора *R9*. При минимальном напряжении на диодах настройки *Д2*, *Д3* должны приниматься станции, расположенные на низкочастотном краю диапазона. Заканчивают налаживание подстройкой входного контура по максимальной полосе удержания и подбором оптимальной связи с антенной.

ПРИЕМНИК С УВЧ И СМЕСИТЕЛЕМ НА ВСТРЕЧНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

При конструировании данного приемника были предприняты попытки повысить его чувствительность и селективность. Поскольку чувствительность приемника прямого преобразования с ФАПЧ зависит прежде всего от его стабильности и точности балансировки смесителя, главное внимание было обращено именно на эти вопросы.

Принципиальная схема приемника показана на рис. 88. Для повышения чувствительности в приемнике установлен двухкаскадный апериодический УВЧ. Сигнал от антенны поступает на входной контур, образованный катушкой *L1*

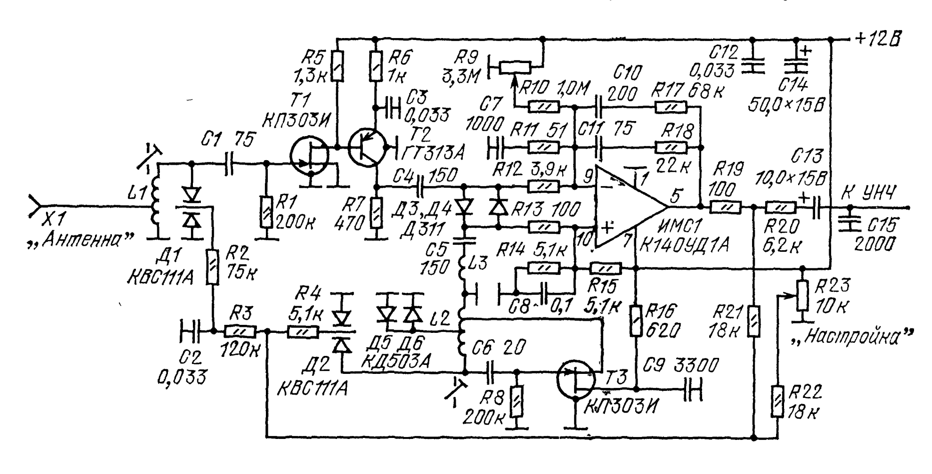


Рис. 88. Принципиальная схема приемника с повышенной чувствительностью и селективностью

и емкостью варикапной матрицы *Д1*. Добротность этого контура высока, около 50—70. Она зависит от добротности катушки контура и может быть доведена до 100—120 при использовании катушки высокого качества. Предельная добротность входного контура определяется добротностью варикапной матрицы (паспортное значение 150). Полоса пропускания входного контура, равная f_0/Q, не превосходит 1—1,5 МГц, поэтому контур сделан перестраиваемым. Для того, чтобы первый каскад УВЧ не шунтировал входной контур, в нем установ-

лен полевой транзистор *Т1*. Входной контур большой добротности увеличивает не только селективность приемника, но и его чувствительность, поскольку амплитуда входного сигнала на затворе транзистора возрастает благодаря автотрансформаторной связи контура с антенной. Эта связь трансформирует сопротивление антенны и фидера (75 Ом) в высокое сопротивление контура, обеспечивая, таким образом, согласование по мощности.

Второй каскад УВЧ выполнен на биполярном транзисторе *Т2*. Высокая граничная частота этого транзистора обеспечивает большое усиление каскада. Для упрощения схемы в УВЧ применена непосредственная связь каскадов.

Усиленное напряжение сигнала снимается с резистора нагрузки УВЧ *R7* и поступает на смеситель, выполненный на встречно-параллельных германиевых диодах *Д3* и *Д4*. На другой вход смесителя подается напряжение гетеродина, снимаемое с катушки связи *L3*. Диоды смесителя в данной схеме соединены по постоянному току только со входами усилителя постоянного тока. Такое решение значительно уменьшает разбалансировку УПТ при перестройке гетеродина по диапазону. Кроме того, из-за отсутствия на входе смесителя контура, настроенного на частоту сигнала, уменьшается влияние второй гармоники гетеродина на точность балансировки.

Для уменьшения низкочастотных шумов, модулирующих выходной сигнал, гетеродин собран на полевом транзисторе *Т3*. Он выполнен по схеме индуктивной трехточки — исток транзистора присоединен к отводу катушки контура гетеродина *L2*, образуя, таким образом, цепь ОС. Емкостью контура гетеродина является емкость варикапной матрицы *Д2*. При изменении напряжения смещения матрицы контур гетеродина перестраивается в диапазоне 32,9—36,5 МГц. Для стабилизации амплитуды колебаний гетеродина служат диоды *Д5* и *Д6*, включенные встречно-параллельно и подключенные к отводу катушки *L2*. Вообще говоря, для стабилизации амплитуды достаточно одного диода, но в этом случае из-за несимметричной характеристики диода повышается содержание второй гармоники в выходном сигнале гетеродина, что ухудшает работу смесителя. Встречно-параллельные ограничивающие диоды второй гармоники не генерируют, обеспечивая симметричное ограничение.

Напряжение постоянного тока и звуковых частот, выделяемое на диодах смесителя, усиливается операционным усилителем *ИМС1* типа К140УД1А. Резисторный делитель *R14R15* служит для установки режима усилителя по постоянному току. Дополнительно положение рабочей точки регулируется резистором *R9*, в небольших пределах изменяющим напряжение на инвертирующем входе. Этот резистор служит для установки «нуля» операционного усилителя. Поскольку в приемнике применено однополярное питание, точной установке «нуля» соответствует напряжение на выходе усилителя, равное половине напряжения питания (+6 В).

Основные цепочки «лестничной» коррекции усилителя *R17C10* и *R18C11* включены в цепь ООС. Высокочастотная цепочка *R11C7* включена на входе усилителя для защиты его от возможных помех со стороны соседних по частоте станций. Это повышает реальную селективность приемника. Параметры элементов корректирующих цепочек подбирались экспериментально до получения минимальных искажений продетектированного сигнала при максимальной селективности. Последующий расчет АЧХ разомкнутой петли показал следующее: частота среза низкочастотной цепочки *R17C10* равна 200 Гц. Начиная с этой частоты и до частоты 12 кГц АЧХ разомкнутой петли имеет крутизну

40 дБ на декаду. Это допустимо, поскольку далее, в области частот 12—40 кГц крутизна АЧХ снижается примерно до 30—33 дБ на декаду. Этот пологий участок уменьшает и подъем АЧХ замкнутой петли на верхних частотах полосы пропускания. В области частот выше 40 кГц крутизна АЧХ разомкнутой петли опять возрастает до 40 дБ на декаду, обеспечивая максимально возможную селективность петли ФАПЧ. Это происходит благодаря действию интегрирующей цепи *R12C7*. Резистор *R11* частично компенсирует увеличение крутизны среза АЧХ разомкнутой петли на частотах около единиц мегагерц и выше, т. е. на частотах выше граничной частоты полосы пропускания УПТ. Это предотвращает самовозбуждение петли при сильных сигналах.

При минимальном входном сигнале, обеспечивающем полосу удержания 50 кГц, и крутизне среза АЧХ разомкнутой петли 40 дБ на декаду полоса пропускания петли составляет всего 3,2 кГц. Однако это не является большим недостатком, потому что на радиовещательных ЧМ передатчиках вводятся предыскажения модулирующего сигнала, такие что высокие частоты модуляции, начиная с частоты 3,2 кГц, поднимаются с крутизной 6 дБ на октаву или 20 дБ на декаду (постоянная времени предыскажений 50 мкс). В этом случае АЧХ замкнутой петли приемника для частот выше 3,2 кГц играет роль АЧХ цепочки коррекции предыскажений. По этой причине на выходе приемника цепочки коррекции предыскажений нет, а постоянная времени цепочки *R20C15*, выполняющей роль фильтра на выходе петли ФАПЧ (фильтр *ФНЧ2* на рис. 33) выбрана малой (12,4 мкс), так чтобы частота среза цепочки совпадала с верхней граничной частотой звукового диапазона (13—14 кГц). Эта цепочка также увеличивает селективность приемника. В случае же сильных сигналов, когда полоса пропускания петли расширяется до 10—15 кГц (а полоса удержания соответственно до 0,5—1 МГц), нескомпенсированный подъем звуковых частот в области 3,2—14 кГц легко можно устранить регулятором тембра УНЧ.

Выходной сигнал УПТ через резистор *R21* поступает на варикапную матрицу *Д2*, регулируя частоту гетеродина. На нее же для перестройки по диапазону поступает через резистор *R22* изменяемое постоянное напряжение с резистора настройки *R23*. Контур УВЧ перестраивается одновременно с контуром гетеродина, но на варикапную матрицу *Д1* подается лишь изменяющееся постоянное напряжение, соответствующее средней частоте настройки приемника. Составляющие звуковых частот отфильтровываются цепочкой *R3C2*. Если этого не сделать, то частота настройки контура УВЧ *L1Д1* будет промодулирована звуковыми частотами, что, с одной стороны, ухудшит параметры петли ФАПЧ в области высоких частот (поскольку входной контур будет играть роль дополнительной интегрирующей цепочки в петле), а с другой, приведет к нежелательной ФМ соседних по частоте сигналов, что может ухудшить помехоустойчивость приемника.

Катушки приемника намотаны на каркасах диаметром 7,5 мм проводом ПЭЛ-0,5. Еще лучше использовать медный посеребренный провод диаметром 0,4—0,5 мм. Катушка *L1* содержит шесть витков с отводом от 2-го витка. Катушка *L2* — 10 витков с отводами от 2- и 5-го витков. Длина намотки катушек 10—11 мм. Катушка связи *L3* наматывается любым тонким изолированным проводом вблизи заземленного вывода катушки *L2*, на том же каркасе, она содержит два витка. Катушки *L1* и *L2* подстраиваются магнетитовыми сердечниками СЦР-1. Обе катушки желательно заключить в экраны диаметром (стороной квадрата) не менее 20 мм. Удобно использовать унифицированные кар-

касы с сердечниками и экранами от контуров ПЧ (например, типа Ф-301) телевизионных приемников.

Конденсаторы *C1*, *C4—C7*, *C10* и *C11* должны быть керамическими, конденсаторы *C2*, *C3*, *C8*, *C9*, *C12* — типа КЛС или КЛГ, остальные конденсаторы и резисторы могут быть любых типов. В приемнике можно применять транзисторы, диоды и интегральную микросхему указанных типов с любыми буквенными индексами. Вместо варикапных матриц КВС-111 (А или Б) можно включить пары варикапов с номинальной емкостью, равной удвоенной емкости варикапной матрицы. Диоды смесителя *Д3* и *Д4* желательно подобрать как можно точнее с помощью тестера по одинаковому прямому сопротивлению. Подбор диодов можно произвести и на готовом приемнике, руководствуясь следующим: с правильно подобранными диодами УПТ разбалансируется незначительно при изменении амплитуды или срыве колебаний гетеродина.

В приемнике можно применить навесной монтаж. В этом случае шасси приемника надо изготовить из любого металла, выгородив отсеки для первого каскада УВЧ и гетеродина. Катушки в экранах устанавливают с верхней стороны шасси, а монтаж ведут в «подвале». Еще лучше смонтировать приемник на печатной плате. При раскладке деталей и монтаже полезно соблюдать следующие рекомендации, верные, впрочем, и для любых других приемников прямого преобразования.

1. Площадь «земляных» проводников на печатной плате должна быть максимальна. Совершенно непригоден способ изготовления печатных плат, при котором почти вся площадь фольги удаляется и остаются лишь узкие проводящие дорожки — такой монтаж ничем не лучше открытого монтажа просто на столе, так как взаимные наводки между высокочастотными цепями приемника оказываются чрезмерно большими. Наилучший способ состоит в прорезании или протравливании узких канавок между участками фольги. Большая площадь заземленных проводников ослабляет взаимные наводки, а также влияние внешних полей и предметов. Кроме того, монтаж получается прочнее, а при травлении платы экономятся химикалии.

2. Входные цепи и гетеродин приемника желательно разместить подальше друг от друга и разделить заземленной площадкой фольги для уменьшения взаимных наводок. Стремиться к особой миниатюризации платы приемника не следует.

3. Все катушки следует экранировать, а корпуса транзисторов и интегральных микросхем, работающих на высокой частоте, заземлять.

4. Вывод к антенне следует сделать коаксиальным кабелем или экранированным проводом; то же относится и к выходу НЧ приемника.

5. Плату приемника в готовой конструкции желательно разместить так, чтобы был свободный доступ к контурам и монтажу. Это позволит налаживать приемник, уже установив его в конструкцию. Кроме того, при налаживании будет учтено влияние окружающих деталей и проводов.

6. Напряжение питания приемника надо стабилизировать. Совершенно недопустимы наводки напряжения гетеродина и других ВЧ сигналов на провода питания. Такие наводки легко устраняются установкой блокировочных конденсаторов емкостью несколько тысяч пикофарад между проводом питания и «землей».

Налаживание приемника несложно. Оно начинается с установки режимов транзисторов и интегральной микросхемы. Напряжение на эмиттере транзистора

T2 в УВЧ должно составлять 6—8 В. Если оно ниже, в цепь истока транзистора *T1* включить небольшое сопротивление, зашунтировав его конденсатором емкостью $3 \cdot 10^3$—$5 \cdot 10^3$ пФ. Напряжение на стоке транзистора гетеродина *T3* должно быть 9—11 В. Одновременно можно проверить наличие генерации: при замыкании выводов катушки *L2* (или при прикосновении к ней) напряжение на стоке несколько уменьшается. Напряжение на выходе операционного усилителя (вывод *5* интегральной микросхемы) устанавливается равным 6 В с помощью резистора *R9*. Эту регулировку придется повторять во время установки оптимальной связи гетеродина со смесителем.

Диапазон настройки приемника можно установить сердечником катушки *L2* непосредственно при приеме УКВ ЧМ радиостанций. Для сопряжения контуров приемника следует временно отпаять резистор *R21*. Диапазон настройки приемника резистором *R23* при этом расширится примерно вдвое, что, кстати сказать, облегчает поиск станций. Однако вместо неискаженной передаваемой программы будут прослушиваться лишь частоты биений сигналов станций и гетеродина приемника. В режиме биений очень удобно добиваться максимальной чувствительности приемника — просто по максимальной громкости биений. Подбирая расстояние между витками катушек *L3* и *L2*, устанавливают оптимальную связь гетеродина со смесителем по максимальной громкости биений. Напряжение гетеродина на выводах катушки связи при этом составит 0,15—0,2 В.

Входной контур настраивают средчеником катушки *L1* по максимальной громкости биений, повторив эту операцию несколько раз в середине и на краях диапазона. Для улучшения сопряжения параллельно варикапным матрицам полезно включить подстроечные конденсаторы емкостью 2—7 пФ. Регулируя их емкость, добиваются сопряжения на высокочастотном краю диапазона, а регулируя индуктивность катушки *L1*, — на низкочастотном. Полезно подобрать также положение отвода катушки *L1* применительно к той антенне, с которой будет работать приемник. Сопряжение контуров после подбора связи с антенной необходимо повторить. В заключение устанавливают на место резистор *R21* и приемник готов к работе.

Хотя специальные измерения АЧХ-приемника и не были проведены, при приеме реальных радиовещательных передач он показал хорошие результаты, обеспечивая высококачественное звуковоспроизведение в широком диапазоне входных сигналов.

В условиях города, при большой напряженности поля УКВ станций, приемник работает с любой комнатной антенной, или просто на отрезок провода. Длину отрезка рекомендуется взять близкой к четверти длины волны, т. е. около 1 м. Тогда сопротивление антенны будет активным, около 40—70 Ом. Именно на такое сопротивление и рассчитан вход приемника. При использовании комнатных или наружных антенн, установленных в окружении высоких зданий или других предметов, необходимо знать о возможности интерференции прямых и отраженных сигналов, одновременно приходящих к антенне. При неблагоприятных условиях интерференция заметно ухудшает качество приема (это верно и для обычных приемников со стандартными частотными детекторами). Способ борьбы с интерференцией только один — изменить расположение антенны.

В условиях дальнего приема хорошие результаты дает наружная дипольная антенна с фидером из коаксиального кабеля. Для УКВ приема пригодны все типы однодиапазонных телевизионных антенн, размеры которых изменены в соответствии с длинами волн радиовещательного диапазона (4,1—4,55 м). При

отсутствии коаксиального кабеля фидер дипольной антенны можно изготовить из ленточного кабеля, осветительного двужильного провода в полихлорвиниловой изоляции или просто из двух скрученных вместе изолированных проводов. Волновое сопротивление такого суррогатного кабеля получается около 200—300 Ом, и его лучше использовать с полуволновым петлевым вибратором, имеющим такое же сопротивление. Симметричный фидер присоединяют к катушке связи, содержащей 3—4 витка, расположенных у заземленного вывода контурной катушки $L1$.

Глава шестая

СТЕРЕОДЕКОДЕРЫ

СТЕРЕОДЕКОДЕР С ПОЛЯРНЫМ ДЕТЕКТОРОМ

В настоящее время все большее распространение получает стереофоническое радиовещание на УКВ. Читатели этой книги несомненно заинтересуются возможностями стереофонического приема с использованием фазовой автоподстройки. Все приемники, описанные выше, пригодны для приема стереопередач. Но чтобы получить на выходе приемника стереофонический НЧ сигнал, необходим еще один узел — стереодекодер. Рассмотрим его назначение подробнее.

В отечественной системе стереофонического радиовещания сигналы двух звуковых каналов A и B складываются и вычитаются, образуя суммарный $A+B$ и разностный $A—B$ сигналы. Суммарный сигнал подается на частотный модулятор передатчика непосредственно, а для передачи разностного используется поднесущая с частотой 31,25 кГц. Это обеспечивает совместимость с существующим парком монофонических УКВ приемников. Разностный сигнал $A—B$ модулирует поднесущую по амплитуде. Затем АМ сигнал поднесущей добавляется к низкочастотному сигналу $A+B$. Полученный стереосигнал называется полярно-модулированным. Его форма показана на рис. 89,*а*, а спектр — на

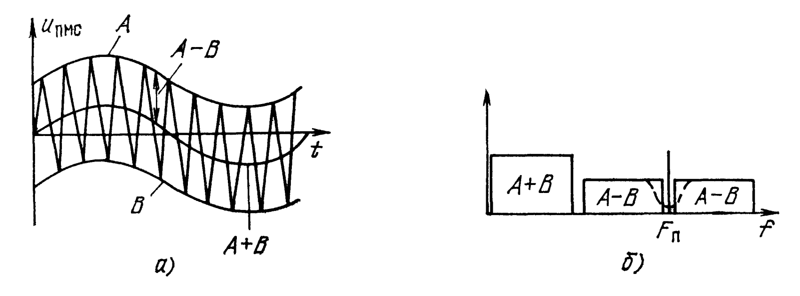


Рис. 89. Полярно-модулированный сигнал:
а — форма сигнала; *б* — спектр

рис. 89,*б*. Верхняя огибающая (рис. 89,*а*) колебаний соответствует сигналу левого канала $(A+B)+(A—B)=2A$, а нижняя огибающая (по отрицательным полупериодам) — сигналу правого канала $(A+B)—(A—B)=2B$. Достоинство полярно-модулированного сигнала состоит в том, что для его демодуляции пригоден простейший двуполярный детектор.

Использование полярно-модулированного сигнала для ЧМ передатчика невыгодно, так как большая часть разрешенной максимальной девиации частоты будет «истрачена» на бесполезную модуляцию поднесущей. Поэтому поднесущую при передаче искусственно уменьшают в 5 раз по амплитуде (на 14 дБ) с помощью режекторного контура с добротностью 100±5. Поскольку полоса пропускания контура составляет 312,5 Гц, одновременно ослабляются и нижние частоты боковых полос сигнала *А—В*, как показано штриховыми линиями на рис. 89,*б*. Остаточная девиация частоты передатчика поднесущей составляет ±10 кГц, а максимальная девиация частоты полезными компонентами сигнала ±40 кГц. Сформированный таким образом модулирующий сигнал называют комплексным стереофоническим сигналом (КСС).

При приеме стереофонической передачи на выходе ЧД приемника выделяется КСС. Если после ЧД включен обычный УНЧ, то воспроизводится обычный монофонический сигнал *А+В*. Для стереофонического приема необходим стереодекодер. Высокочастотный тракт приемника остается прежним. Необходимо лишь обеспечить достаточную ширину полосы пропускания. В соответствии с формулой (3) она должна составлять 2(50+46)≈200 кГц. Постоянная времени *RC*-цепочки, образующей нагрузку детектора, также должна быть не более 3 мкс, чтобы не ослаблялись верхние частоты спектра КСС. Детекторами могут служить как стандартные ЧД, так и ЧД с ОСЧ или СФД.

Описанная система стереофонии имеет и ряд недостатков. Теоретически для передачи двух стереоканалов с полосой 15 кГц каждый достаточна общая полоса частот 30 кГц. Ширина спектра КСС в полтора раза больше. Для нормального стереоприема требуется и значительно большее отношение сигнал-шум, чем при моноприеме. Вспомним (см. главу первую), что спектр шума на выходе ЧД треугольный и амплитуда шумовых компонент максимальна на верхних частотах. Как раз эти компоненты шума и попадают на боковые полосы разностного сигнала *А—В*. «Выигрыш ЧМ» в отношении сигнал-шум при этом почти полностью теряется. Расчеты показывают, что при прочих равных условиях отношение сигнал-шум на входе ЧД должно быть на 25 дБ выше, чем при моноприеме. Системы ОСЧ и ФАПЧ при стереоприеме не дают существенного выигрыша в помехоустойчивости, поскольку выигрыш получается только тогда, когда полоса пропускания демодулятора уже спектра ЧМ сигнала, а при стереоприеме верхняя частота спектра КСС (46 кГц) примерно равна девиации частоты ЧМ сигнала (50 кГц). Отмеченные недостатки частично окупаются простотой стереодекодеров, используемых при полярной модуляции.

Стереодекодер должен обеспечить подъем поднесущей на 14 дБ и продетектировать полученный полярно-модулированный сигнал. Упрощенная схема стереодекодера с полярным детектором показана на рис. 90. Цепь восстановле-

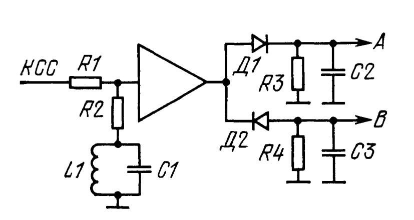


Рис. 90. Упрощенная схема стереодекодера

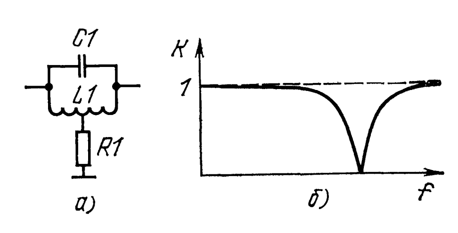


Рис. 91. Т-образная мостовая цепь: *а* — схема; *б* — АЧХ

ния поднесущей содержит резисторы $R1$ и $R2$, причем $R1 \gg R2$, и контур $L1C1$. Эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте 31,25 кГц должно равняться пятикратному значению сопротивления $R2$, а добротность — 100. Усилитель служит для создания уровня сигнала, достаточного для детектирования (обычно 1—3 В). Нагрузками полярного детектора служат одинаковые RC-цепочки $R3C2$ и $R4C3$ с постоянной времени около 50 мкс. Они фильтруют колебания поднесущей частоты и корректируют предыскажения, вводимые при передаче.

Практически трудно изготовить контур цепи восстановления поднесущей с требуемой добротностью, поскольку конструктивная добротность катушек на частоте 30 кГц обычно не превосходит 30—40. В ранних моделях стереодекодеров катушку предлагалось выполнять на дорогом и дефицитном броневом сердечнике, а позже, чтобы обойти эту трудность, стали рекомендовать умножитель добротности — специальный транзисторный каскад с ПОС. Недостатком умножителя добротности является невысокая стабильность (его параметры зависят от таких факторов, как коэффициент передачи тока транзистора, напряжение питания и т. д.) и, кроме того, он сложен в регулировке.

Вниманию читателей предлагается стереодекодер, в котором использован новый способ восстановления поднесущей, основанный на применении Т-образного мостового звена в цепи ООС, охватывающей усилитель. Схема такого звена показана на рис. 91,*а*. При сопротивлении $R1$, точно равном 1/4 резонансного сопротивления контура $R_{рез}$, коэффициент передачи звена (см. рис. 2,*б*) на резонансной частоте контура равен нулю. При увеличении сопротивления резистора $R1$ провал на АЧХ уменьшается.

Схема усилителя с Т-образным мостовым звеном в цепи ООС показана на рис. 92,*а*, и его АЧХ — на рис. 92,*б*. На частотах, далеких от резонанса (при

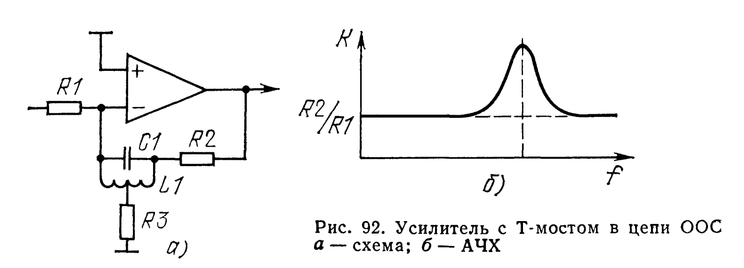


Рис. 92. Усилитель с Т-мостом в цепи ООС
а — схема; *б* — АЧХ

условии, что коэффициент усиления усилителя без ОС достаточно велик), усиление равно отношению сопротивлений резисторов $R2/R1$. Подъем АЧХ на резонансной частоте объясняется уменьшением ООС, причем, если $R_{рез}=4R3$, усиление на этой частоте равно коэффициенту усиления усилителя без ОС, т. е. очень велико. Увеличивая сопротивление резистора $R3$, легко уменьшить подъем АЧХ до требуемого значения 14 дБ. Если же его сопротивление меньше 1/4 резонансного сопротивления контура, звено инвертирует сигнал ОС и усилитель самовозбуждается, но этот режим работы в стереодекодере не используется.

Расчет показал, что АЧХ усилителя, выполненного по схеме рис. 92,*а*, совпадает с требуемой АЧХ цепи восстановления при следующих условиях: добротность контура $Q=33{,}3$, $R_{рез}=2{,}67R3$, $R2 \gg R3$. Контур с такой добротностью легко выполнить, а АЧХ звена определяется лишь отношением нескольких со-

противлений резисторов. Поскольку ОС на всех частотах, включая резонансную, отрицательна, устройство обладает повышенной стабильностью к изменениям питающих напряжений, температуры и т. д.

Принципиальная схема стереодекодера, использующего описанный принцип выделения поднесущей частоты, показана на рис. 93. С выхода детектора УКВ

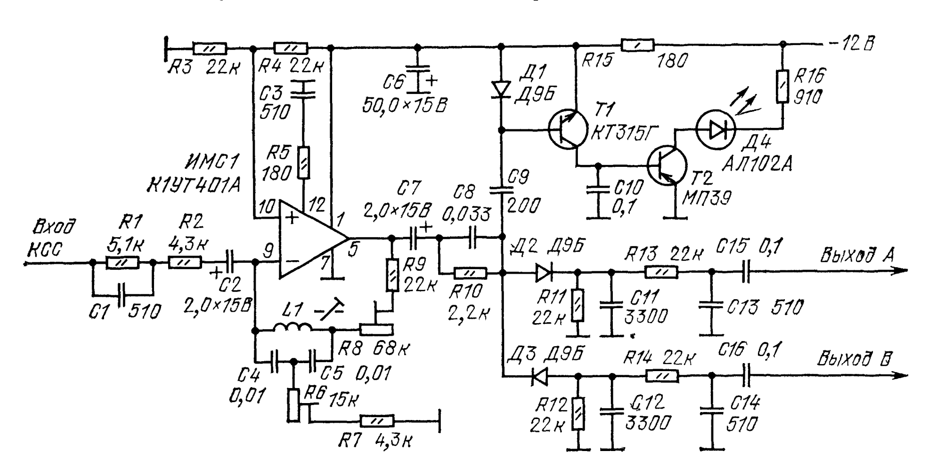


Рис. 93. Принципиальная схема стереодекодера

приемника КСС поступает на инвертирующий вход операционного усилителя *ИМС1* через цепочку *R1C1*, компенсирующую ослабление верхних частот КСС в приемнике. При использовании стереодекодера с приемником прямого преобразования, имеющим некоторый подъем АЧХ на высоких частотах, левую обкладку конденсатора *C1* следует соединить не со входом устройства, а с общим проводом. Если необходимо повысить входное сопротивление стереодекодера, входной сигнал можно подать и на неинвертирующий вход, соединив левый (по схеме) вывод резистора *R2* с общим проводом. Напряжение ООС подается на тот же инвертирующий вход через резисторы *R8*, *R9* и Т-образное мостовое звено *L1C4C5R6R7*. Подстроечным резистором *R8* регулируют общее усиление, а *R6* — уровень поднесущей. Отвод к резистору *R6* сделан от емкостной ветви контура. Благодаря этому усилитель оказывается охваченным 100 %-ной ООС по постоянному току, что гарантирует стабильность режима. Корректирующая цепочка *R5C3* предотвращает самовозбуждение операционного усилителя.

Полярно-модулированный стереосигнал снимается с выхода усилителя и детектируется диодами *Д2*, *Д3*. Цепи *R11C11* и *R13C13* в канале *А* и аналогичные цепи в канале *В* фильтруют продетектированный сигнал и корректируют предыскажения. Между выходом усилителя и полярным детектором включена цепь *R10C8*, постоянная времени которой равна постоянной времени цепей нагрузки детектора *R11C11* и *R12C12*. По этой причине суммарный сигнал $A+B$, поступающий на диоды, ослабляется в пропорции $R11/(R10+R11)$, тогда как модулированные сигналом $A-B$ колебания поднесущей, подводимые к диодам, не ослабляются. Это компенсирует меньший единицы коэффициент передачи детекторов для продетектированных сигналов и увеличивает разделение стереоканалов.

Напряжение поднесущей частоты подается через конденсатор *С9* на диод *Д1* и детектируется им. В результате открываются транзисторы *Т1* и *Т2*, и светодиод *Д4* индицирует наличие стереосигнала.

Стереодекодер смонтирован на печатной плате размерами 55×60 мм (рис. 94). Конденсаторы *С4* и *С5* желательно подобрать с малым ТКЕ и допускаемым отклонением от номинала не более ±20 %, остальные детали — любых типов. Катушка *L1* намотана на унифицированном трехсекционном каркасе (от контура ДВ, СВ или ПЧ радиовещательного приемника) с подстроечным сердечником М600НН-3-СС2,8×10. Ее обмотка содержит 600 витков провода ПЭЛ-0,07.

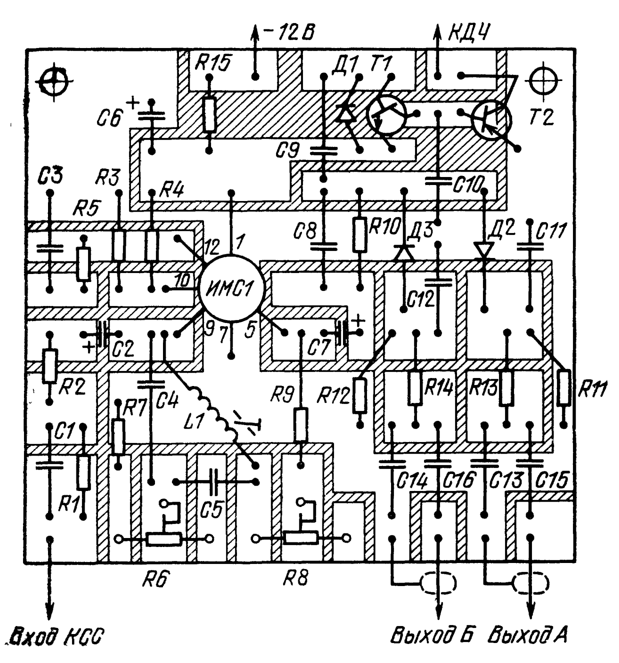


Рис. 94. Печатная плата стереодекодера

При налаживании стереодекодера, включив питание и установив движки подстроечных резисторов *R6* и *R8* в положение максимального сопротивления, проверяют напряжение на выходе усилителя (вывод *5* микросхемы *ИМС1*). Оно должно быть равно половине напряжения питания. Подключив к этому же выводу осциллограф, убеждаются в отсутствии самовозбуждения усилителя при изменении сопротивления резистора *R8*. Если самовозбуждение возникает, его устраняют подбором элементов цепочки *R5С3*. Затем стереодекодер подключают к выходу приемника ЧМ и настраивают контур *L1С4С5* по максимуму поднесущей стереосигнала на выходе усилителя. После этого уменьшают сопротивление резистора *R6* до такого значения, при котором расстройка контура или замыкание его накоротко снижает уровень поднесущей ровно в 5 раз. Подстроечным резистором *R8* общее усиление устанавливают таким, чтобы амплитуда восстановленной поднесущей на выходе усилителя составляла 1—1,5 В. Затем, подключив выходы каналов *А* и *В* к стереофоническому УНЧ (его вход-

ное сопротивление должно быть не менее 50 кОм), на слух (желательно на стереотелефоны) по максимальному разделению стереоканалов подбирают элементы компенсирующей цепочки *R10C8*. В заключение подбирают емкость конденсатора *C9*, добиваясь четкой работы индикатора стереосигнала.

СИНХРОННЫЕ СТЕРЕОДЕКОДЕРЫ

Еще одна проблема при создании стереодекодеров связана с уменьшением нелинейных искажений и улучшением фильтрации поднесущей на выходе детектора. Поскольку частота поднесущей низка, период ее колебаний (32 мкс) получается одного порядка с постоянной времени нагрузочной *RC*-цепочки полярного детектора (50 мкс). Напряжение на нагрузке сглаживается плохо и пульсации достигают почти половины выпрямленного напряжения. Для их уменьшения нужны дополнительные сглаживающие фильтры. Кроме того, на высоких частотах звукового спектра огибающая относительно редких продетектированных импульсов уже не может точно отслеживать быстрые изменения звукового напряжения.

Проблема частично решается в матричных стереодекодерах, где тональная (с частотами ниже $f_в$) и надтональная части спектра КСС разделяются фильтрами. Затем надтональная часть детектируется двухполупериодным детектором и полученный сигнал *А—В* складывается и вычитается в резисторной матрице с сигналом *А+В* (тональной частью КСС), образуя сигналы левого *А* и правого *В* каналов. Пульсации на выходе матричного стереодекодера имеют частоту уже не 31,25, а 62,5 кГц и сгладить их значительно легче. Уменьшение нелинейных искажений получается благодаря более точному воспроизведению огибающей при двухполупериодном детектировании. Матричные стереодекодеры достаточно сложны в налаживании, поскольку при сложении суммарного и разностного сигналов во всем диапазоне звуковых частот должны быть строго выдержаны амплитудные и фазовые соотношения между сигналами. Это накладывает жесткие требования на АЧХ и ФЧХ тонального и надтонального трактов.

Значительно снизить нелинейные искажения в стереодекодере можно, применив синхронную демодуляцию надтональной части КСС. В отличие от детектора огибающей, являющегося сугубо нелинейным устройством, синхронный детектор действует подобно преобразователю частоты (с той лишь разницей, что выходной сигнал имеет нулевую частоту, т. е. является постоянным током), сохраняющему пропорциональность между амплитудами входного и выходного сигналов. Простейший способ синхронного детектирования состоит в значительном увеличении уровня поднесущей в подаваемом на полярный детектор сигнале. Результирующий коэффициент модуляции становится малым, что и снижает нелинейные искажения.

В синхронном режиме можно использовать описанный выше стереодекодер, установив подъем поднесущей не 14 дБ, а больше. Соответственно большей получается и эквивалентная добротность цепи восстановления поднесущей. Субъективно при этом отмечается лучшее качество звучания, хотя амплитудные и фазовые соотношения стереосигнала в области частот ниже 150 Гц несколько нарушаются.

Лучшее качество демодуляции обеспечивает синхронный ключевой стереодекодер, структурная схема которого показана на рис. 95. Поднесущая стереосигнала выделяется узкополосным фильтром или высокодобротным контуром

Ф1 и поступает на триггер Шмидта, превращающий колебания поднесущей в прямоугольные импульсы постоянной амплитуды. Они подаются на перемножитель (синхронный детектор) *П1*. На сигнальный вход перемножителя поступает КСС через широкополосный усилитель *А1*. Боковые полосы надтональной части спектра КСС (см. рис. 89,*б*) преобразуются по частоте в низкочастотный сигнал *А—В*. Перемножитель *П1* должен отрабатывать обе полуволны как входного, так и опорного прямоугольного сигнала (так называемый четырех-

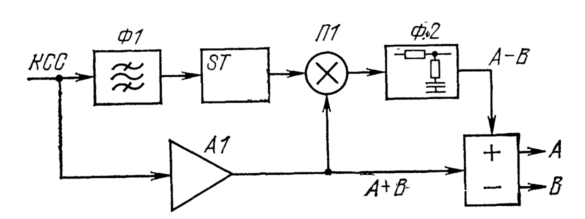


Рис. 95. Структурная схема синхронного стереодекодера

квадратный перемножитель). Здесь пригодны кольцевой балансный смеситель (см. рис. 69) и его транзисторный аналог (см. рис. 70). Можно применить и два транзисторных ключа, соединенные со входами (или парафазным выходом) дифференциального усилителя таким образом, чтобы передавать сигнал в прямой полярности при положительной полуволне прямоугольного напряжения и инвертировать при отрицательной.

Для компенсации ослабления нижних частот, получающегося при режекции поднесущей на передающей стороне, служит пропорционально-интегрирующая цепочка *Ф2*. Она имеет частоту среза 156 Гц, соответствующую полуполосе контура восстановления поднесущей, и коэффициент *m*, равный отношению сопротивлений резисторов в последовательной и параллельной ветвях 0,2. Далее сигналы *А—В* и *А+В* матрицируются в суммарно-разностной цепи, образуя сигналы стереоканалов *А* и *В*.

Сравнительно со стереодекодерами с детекторами огибающей, синхронный стереодекодер дает снижение нелинейных искажений с нескольких процентов до долей процента. Если в качестве фильтра *Ф1* использовать узкополосный пьезокерамический фильтр, стереодекодер можно выполнить вообще без катушек индуктивности.

Для выделения поднесущей в синхронном стереодекодере с успехом можно использовать систему ФАПЧ. Однако опорное напряжение в системе ФАПЧ получается в квадратуре с поднесущей, а для синхронного детектирования необходимо синфазное напряжение. Поэтому необходимы два фазовых детектора (перемножителя) и фазовращатель. Структурная схема синхронного стереодекодера с системой ФАПЧ показана на рис. 96. Входной КСС подается одновременно на два перемножителя, к которым подведены квадратурные (со сдвигом фаз 90°) колебания местного гетеродина. Выходной сигнал перемножителя *П1* корректируется пропорционально-интегрирующей цепочкой *Ф1*, образуя сигнал *А—В*, и матрицируется с тональной частью КСС в суммарно-разностной цепи, точно так же, как было описано выше. На выходе перемножителя *П2* вырабатывается сигнал фазовой ошибки, подаваемый через фильтр петли ФАПЧ *Ф2* на управляемый *RC*-гетеродин *Г*. Для получения фазового сдвига между

опорными сигналами перемножителей, равного 90°, частота гетеродина выбирается вчетверо выше поднесущей, т. е. равной 125 кГц. Сигнал гетеродина делится по частоте на четыре счетчиком на триггерах (рис. 97), образуя четырехфазный прямоугольный сигнал с частотой 31,25 кГц, который и подается на перемножители. Полоса захвата системы ФАПЧ выбирается несколько больше возможной нестабильности частоты гетеродина (не более нескольких сотен герц), а частота среза фильтра *Ф2* может быть порядка десятков герц.

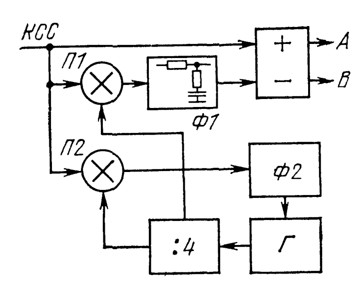


Рис. 96. Структурная схема синхронного стереодекодера с ФАПЧ

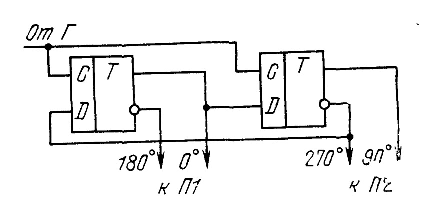


Рис. 97. Делитель частоты —фазовращатель

Синхронный стереодекодер с ФАПЧ позволяет полностью исключить из конструкции катушки индуктивности и дефицитные узкополосные фильтры. В промышленных условиях его легко выполнить в виде одной интегральной схемы с несколькими навесными конденсаторами. Подобные стереодекодеры за рубежом уже выпускаются серийно, правда, рассчитаны они на другую систему стереофонического вещания, принятую в США, Канаде и странах западной Европы. В этой системе поднесущая полярно-модулированного колебания на передающей стороне подавляется полностью, а для синхронизации стереодекодера передается пилот-сигнал на частоте, равной половине частоты подавленной поднесущей. Значение поднесущей частоты выбрано равным 38 кГц, пилот-сигнала — 19 кГц. Поднесущая подавляется не контуром, а балансным модулятором, поэтому ослабления низших модулирующих частот разностного сигнала при формировании КСС не происходит.

Структурная схема синхронного стереодекодера для системы с пилот-сигналом близка к схеме рис. 96. Она отличается лишь тем, что перед перемножителем *П2* в цепи гетеродинного сигнала установлен еще один триггер — делитель частоты на два, а корректирующий фильтр *Ф1* отсутствует. Стереодекодер в интегральном исполнении позволяет широко использовать элементы цифровой техники. Так, например, гетеродин выполняется на нескольких элементах 2И—НЕ с одним навесным конденсатором, определяющим частоту генерации. Делители частоты выполняются на триггерах по схемам, подобным схеме рис. 97, а перемножители — на переключающих логических элементах с открытым выходом или на полевых транзисторах в ключевом режиме. Повышенная сложность схемы при интегральном исполнении обычно не имеет значения

Аналогичные схемные решения можно применить и при конструировании любительского стереодекодера. Разработка хорошей практической схемы и конструкции синхронного стереодекодера — интересная задача, и радиолюбителям здесь открывается широкое поле деятельности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Вы познакомились с принципом действия и возможностями применения систем ФАПЧ в любительских радиоприемниках. Приемники ЧМ, использующие детектирование ЧМ сигнала с помощью систем ФАПЧ и прямое преобразование, достаточно эффективны, но не следует думать, что их технические возможности полностью исчерпаны. Напротив, описанные в книге детекторные и радиовещательные приемники являются лишь первыми попытками создания приемников с применением систем ФАПЧ.

Предложенные технические решения, наверняка, еще очень несовершенны. Остается много нерешенных вопросов, например, как стабилизировать полосу удержания при изменениях уровня сигнала, как получить еще бóльшую чувствительность, селективность и стабильность приемников прямого преобразования с ФАПЧ. Один из возможных путей решения проблемы стабилизации полосы удержания состоит в следующем: в приемнике прямого преобразования устанавливается два смесителя, питаемых гетеродинным сигналом в квадратуре. Один из смесителей вырабатывает сигнал ошибки слежения для системы ФАПЧ и на его выходе включены ФНЧ, УПТ и варикап для управления частотой гетеродина. Эти элементы образуют обычное кольцо ФАПЧ. При захвате колебания сигнала на этом смесителе будут в квадратуре с колебаниями гетеродина. Тогда на другом смесителе колебания сигнала и гетеродина окажутся синфазными и на выходе выделится напряжение, пропорциональное амплитуде принимаемого сигнала. После усиления дополнительным УПТ это напряжение можно использовать для автоматической регулировки усиления УВЧ. Если АРУ сделать достаточно эффективной, то уровень сигналов всех станций на смесителях будет примерно одинаковым, следовательно, одинаковой будет и полоса удержания. Параметры петли ФАПЧ в таком приемнике можно оптимизировать для выбранного уровня сигнала. Описанный приемник будет отслеживать уже два параметра принимаемого ЧМ сигнала — частоту и амплитуду. Любопытно отметить, что специалисты, занимающиеся разработкой оптимальных методов приема ЧМ сигналов, теоретически пришли к такой схеме оптимального по помехоустойчивости ЧМ приемника.

Другие возможные усовершенствования приемника с ФАПЧ касаются чисто эксплуатационных удобств. Один из его недостатков состоит в том, что при срыве слежения, например, при перестройке от одной станции к другой, прослушивается громкий щелчок, вызванный изменением управляющего напряжения от значения, соответствующего границе полосы удержания, до нуля. Для устранения щелчков можно предложить устройство, включаемое между выходом приемника и входом УНЧ. Оно должно запирать вход УНЧ при появлении на выходе приемника значительного постоянного напряжения той или иной полярности, соответствующего расстройке. При точной же настройке по «нулю» дискриминационной кривой постоянное напряжение на выходе приемника отсутствует и вход УНЧ открыт. Устройство можно выполнить на полевых транзисторах, включенных как управляемые аттенюаторы.

В простых приемниках с ФАПЧ легко ввести индикатор настройки — стрелочный прибор с нулем в середине шкалы, подключив его как вольтметр к выходу УПТ. Его нулевые показания будут соответствовать точной настройке на частоту станции. Еще лучше присоединить к выходу УПТ интегратор, сигнал с которого подается на варикап настройки или суммируется с управляющим

напряжением. Тогда при наличии начальной расстройки напряжение на выходе интегратора будет изменяться до тех пор, пока приемник не подстроится на частоту станции абсолютно точно. Интегратор можно собрать на операционном усилителе с накопительным конденсатором в цепи ООС. Этот же интегратор можно использовать и для автоматической настройки приемника. При подаче кнопкой или переключателем на вход интегратора некоторого постоянного напряжения, потенциал на его выходе будет линейно изменяться, перестраивая приемник по диапазону. По окончании перестройки интегратор можно подключить к выходу УПТ петли ФАПЧ для точной подстройки.

Разумеется, все подобные усовершенствования можно вводить лишь после решения проблем стабильности и дрейфа. Прогресс здесь возможен в связи с успехами микроэлектроники. Нужны широкополосные операционные усилители с малым дрейфом, недетектирующие и хорошо сбалансированные смесители на ИМС. Ассортимент ИМС, в частности, операционных усилителей, выпускаемых промышленностью, непрерывно пополняется, но не все они хорошо подходят для применения в приемниках с ФАПЧ. Например, операционные усилители с малым дрейфом и большим усилением, такие как К140УД7, К140УД8 обладают слишком узкой полосой пропускания. Ее можно расширить применением двухпетлевой ФАПЧ, где для отслеживания средней частоты установлен инерционный УПТ с большим усилением, а высокочастотные компоненты сигнала усиливаются в параллельном канале широкополосным транзисторным усилителем переменного тока.

Цифровые ИМС уже применяются в гетеродинах и синтезаторах частоты современных приемников ЧМ. В то же время сигнальный тракт супергетеродина со множеством контуров ПЧ не слишком хорошо поддается микроминиатюризации. Приемники прямого преобразования, где почти все усиление и обработка сигнала происходят на низкой частоте, подходят здесь как нельзя лучше, поэтому надо ожидать их дальнейшего развития на новой элементной базе.

Ждут решения и многие принципиальные вопросы. Неизвестно, например, какие преимущества может дать СФД с выходом на ВЧ, установленный перед обычным ЧД, целесообразно ли для повышения селективности каскадное соединение систем ФАПЧ или синхронных фильтров, установленных в тракте ПЧ или ВЧ и управляемых гетеродином СФД. Здесь нужны и новые идеи, и теоретические исследования, и, главным образом, эксперимент. В связи с этим хотелось бы надеяться, что данная книга заинтересует радиолюбителей и послужит стимулом в деле развития техники синхронного приема на УКВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А.** Усилители постоянного тока. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергия, 1978. — 248 с.
2. **Иванов Б.** УКВ блоки высококачественных ЧМ приемников. — Радио, 1976, № 3, с. 32—35.
3. **Иванов Б.** Тракты ПЧ ЧМ приемников. — Радио, 1976, № 4, с. 43—45.
4. **Кононович Л. М.** Радиовещательный УКВ прием. — М.: Энергия, 1977. — 192 с.
5. **Павлов Б. А.** Синхронный прием. — М.: Энергия, 1977. — 80 с.
6. **Павлов Б.** Тракт ПЧ приемника ЧМ сигналов. — Радио, 1978, № 9, с. 46.

7. **Поляков В.** УКВ приемник с ФАПЧ. — Радио, 1979, № 9, с. 33—34.
8. А. с. 832747 (СССР). Поляков В. Т. Стереодекодер. Опубл. в Б. И., 1981, № 19. с.
9. **Поляков В. Т.** Приемники прямого преобразования для любительской связи. М.: ДОСААФ, 1981. — 80 с.
10. **Родионов Я., Оленев Н., Лексудеев Н.** Следящая настройка в радиовещательных приемниках. — Радио, № 10, 1959, с. 37—41.
11. **Терентьев Р.** УКВ супергетеродин с ФАПЧ. — Радио, 1977, № 12, с. 37—38.
12. **Чудновский Л.** Тракт ПЧ УКВ ЧМ приемника. — Радио, 1979, № 3, с. 28.
13. **Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А.** Системы фазовой автоподстройки частоты. — 2-е изд., доп. — М.: Связь, 1972. — 448 с.

СОДЕРЖАНИЕ

55 к.

